

V TOMTO SEŠITĚ

Free trade zone	81
ZAPOJENÍ S OPERAČNÍMI ZESILOVAČI	
Co je operační zesilovač	
a trocha teorie	83
Obvody s operačními zesilovači	86
Napájení OZ	86
Základní zapojení OZ	86
Syntetické indukčnosti a gyrority	89
Aktivní filtry	90
Oscilátory harmonických signálů	96
Multivibrátory	
a generátory tvarových kmitů	98
Usměrňovače a převodníky	
na absolutní hodnotu	101
Logaritmické zesilovače	104
Převodníky	106 až 110
Izolační zesilovače	111
Rozšíření rozsahu	
výstupních napětí a proudů	112
OZ v napájecích zdrojích	113
OZ v nízkofrekvenčních obvodech	115
Konstrukční část	
Nf generátor s malým zkreslením	117
Regulovatelný stabilizovaný zdroj	117
Literatura	117
Přehled operačních zesilovačů	
(Karel Bartoň)	118

KONSTRUKČNÍ ELEKTRONIKA A RADIO

Vydavatel: AMARO spol. s r. o.

Redakce: Dlážděná 4, 110 00 Praha 1, tel.: 24 21 11 11 - I. 295, tel./fax: 24 21 03 79.

Šéfredaktor Luboš Kalousek, sekretářka redakce

Tamara Trnková.

Ročné vychází 6 čísel. Cena výtisku 20 Kč. Po-
loletní předplatné 60 Kč, celoroční předplatné
120 Kč.

Rozšířuje PNS a.s., Transpress s. s r.o., Mediaprint & Kapa a soukromí distribuční. Informace o předplatném podá a objednávky příjemá administrace redakce, Amaro spol. s r.o., Jemnická 1, 140 00 Praha 4, tel. (02) 612 18 101, tel./fax (02) 612 11 062, PNS, pošta, doručovatel.

Objednávky a predplatné v Slovenskej republike vybavuje MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., P. O. BOX 169, 830 00 Bratislava, tel./fax (07) 213 644 - predplatné, (07) 214 177 - administratívá. Predplatné na rok 149,- SK.

Podávání novinových zásilek povolila jak Česká pošta s. p., OZ Praha (č. nov 6028/96 ze dne 1. 2. 1996), tak RPP Bratislava, č. 724/96 ze dňa 22. 4. 1996).

Inzerci přijímá redakce ARadio, Dlážděná 4, 110 00 Praha 1, tel.: 24 21 11 11 - linka 295, tel./fax: 24 21 03 79.

Inzerci v SR vyřizuje MAGNET-PRESS Slovakia s. r. o., Teslova 12, 821 02 Bratislava, tel./fax (07) 214 177.

Za původnost a správnost příspěvků odpovídá autor. Nevyžádané rukopisy nevracíme.

ISSN 1211-3557

© AMARO spol. s r. o.

„XIAMEN XIANGYU FREE TRADE ZONE“

Především se omlouváme, že v následujícím článku používáme pro všechna čínská jména anglickou transkripci - z podkladů, které přivezl redaktor A Radia z náštěvy popisované zóny volného obchodu (free trade zone) to bohužel jinak nebylo možné.

Tedy od začátku - při návštěvě Hongkongu se nám podařilo navštívit i zvláštní oblast Čínské lidové republiky, v níž probíhá jeden z ekonomických experimentů, jejichž účelem je pozvednou úroveň čínské ekonomiky na úroveň ekonomik vyspělých států světa - zónu volného (svobodného) obchodu, která vzniká po více než desetileté existenci Xiamen Special Economic Zone (speciální hospodářské oblasti Xiamen) jako součást této oblasti. Pravidla pro činnost této zóny volného obchodu jsou explicitně vyjádřena v zásadách, které schválila Stálá komise při obecném lidovém shromáždění Xiamenu a proto jsou právně platnou normou. Důvodem pro vznik zóny je jedinečná možnost spojit výhody zboží pod celní uzávěrou a zahraničních zkušeností, využít úspěšných zkušeností z provozu zahraničních zón podobného zaměření k posílení národní ekonomiky a všeobecně vytěžit co nejvíce ze zahraničního kapitálu a zahraničních špičkových technologií ke vzniku exportně orientované ekonomiky a zvýšení počtu čínských výrobků na světových trzích. Pravidla činnosti volné obchodní zóny byla zvolena tak, aby byly vytvořeny co nejlepší podmínky pro investice a čin-

nost vůbec jak zahraničních, tak domácích investorů i obchodníků. Přátelství, jistota a spolupráce - to jsou charakteristické rysy, platné jak pro speciální hospodářské oblasti, tak i pro zóny volného obchodu.

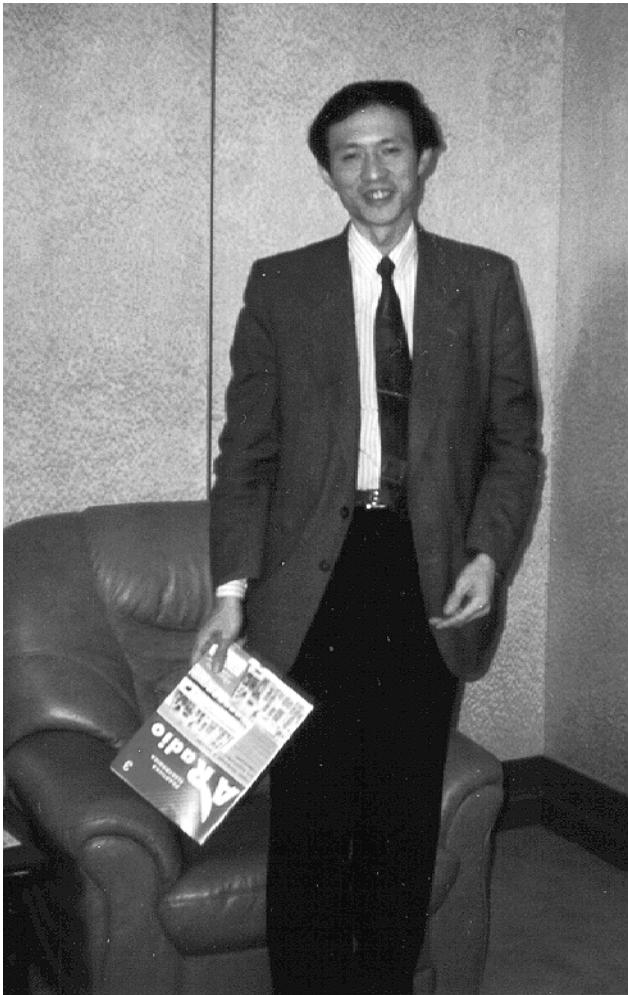
Mezi pět klíčových podniků, které hrají hlavní roli v čínských ekonomických a obchodních vztazích se zahraničím, patří právě Xiamen Xiangyu Group Co. Ltd. s registrovaným kapitálem 138 milionů yuanů. Společnost má 7 vlastních a 15 „nevlastních“ dceřiných společností a stala se integrovanou mezinárodní společností, zabývající se nejrůznějšími formami exportně orientovaného obchodu. Společnost má již dnes stabilní obchodní vztahy s několika sty obchodníky ve více než 50 zemích světa a celkový objem obchodu lze vyjádřit sumou více než 200 milionů dolarů ročně.

Zóna volného obchodu Xiamen Xiangyu vznikla po schválení celého projektu nejvyššími čínskými orgány 15. října 1992 na ploše 2,36 km² a již v listopadu 1993 byla k dispozici v plném provozu plocha 6 km². Součástí zóny volného obchodu je svobodný přístav, sloužící např. i jako tranzitní pro mezinárodní obchody s Taiwanem. Zóna je dobře přístupná po moři, vzduchem i po souši. K dispozici je snadný přístup jak k vlakové, tak i silniční dopravě. V současné době se například buduje i velké pobřežní výkladací a nakládací zařízení, které bude sloužit nejen pro zónu volného obchodu a umožní mnohonásobně



Z mapy lze snadno usoudit, jak vhodně je zóna volného obchodu umístěna

3
96

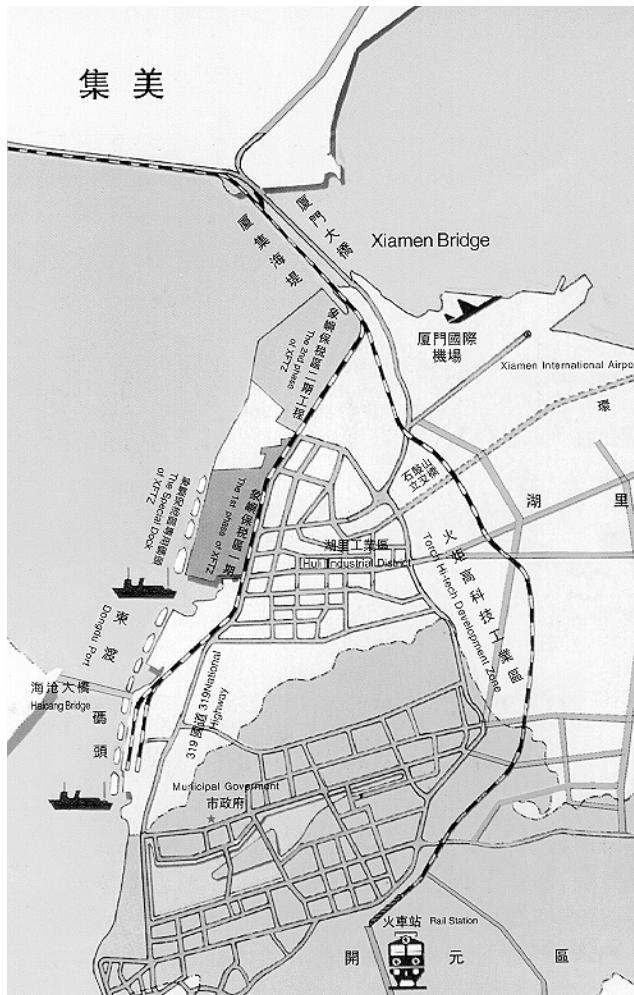


Předseda, generální manažer Xiamen Xiangyu Group pan Wu Shi Bin si prohlížel se zájemem Praktickou elektroniku A Radia

zvětšit objem nakládaného a vykládaného zboží.

Místo pro zónu bylo vybráno dobře - je to území Číny se subtropickým přímořským podnebím, v němž je průměrná roční teplota asi 21 °C. Průměrné roční množství srážek je 1181 mm. V místě je dostatek vody, elektrické energie, plynu, telefonních linek (1350), plánovaná plocha kancelářských budov je 208 tisíc m², plánovaná plocha obchodních a výrobních budov je 379 tisíc m², zelené plochy, cesty a veřejná prostranství mají zabírat celkem plochu 89 m². V zóně má své kanceláře 26 leteckých společností, týdně se uskutečňuje kolem 320 letů (53 leteckých linek přistává v zóně). V roce 1995 odbavilo letiště téměř 3,5 milionu pasažérů a 780 tisíc tun zboží, přitom přistavem prošlo více než 13 milionů tun zboží.

V zóně se může registrovat jakákoli organizace či jednotlivec bez ohledu na to, jakým druhem průmyslové či obchodní činnosti se zabývá. Přitom zboží importované do zóny je vyjmuto z povinnosti platit daň z přidané hodnoty a další tarify.



Podrobnější mapa oblasti zóny volného obchodu s vyznačenou návazností na lodní i pozemní komunikace



V tomto stavu očekávají (po úpravách okolí) objekty v zóně volného obchodu zájemce o pronájem a činnost

Po pečlivé prohlídce minulého čísla Konstrukční elektroniky A Radia nám sdělil autor ing. Peňáz, že na str. 58 v obr. 38 je na desce se spoji navíc kondenzátor C₆, který do zapojení nepatří - na spodní pájecí bod má být připojen střed baterie.

NEZAPOMEŇTE na Konkurs Praktické elektroniky A Radia, dotovaný nejen finančními, ale i zajímavými věcnými cenami, jehož podmínky byly uveřejněny v A Radia č. 3/1996 na straně 3. Uzávěrka konkursu je 9. září 1996

ZAPOJENÍ S OPERAČNÍMI ZESILOVAČI

Ing. Jaroslav Belza

Operační zesilovač (OZ) není nijak nová součástka. Původně byl používán jako základní prvek analogových počítačů a náročných měřicích systémů. I když analogové počítače se dnes již prakticky nepoužívají - digitální zpracování signálů je výhodnější - naleznete operační zesilovač v nejrůznějších elektronických přístrojích.

První operační zesilovače byly samozřejmě sestavené z diskrétních součástek. První zmínky o operačních zesilovačích jsou z let 1947 a 1948 a ve svých začátcích byly OZ osazeny elektronikami, později tranzistory. Takové operační zesilovače byly samozřejmě rozměrné a drahé. Jejich základ tvořil stejnosměrný zesilovač a pro zlepšení dynamických vlastností byly doplněny jednou nebo dvěma paralelními cestami pro zpracování signálů středních a vysokých kmitočtů. Zapojení tranzistorového operačního zesilovače je uvedeno např. v [1]. Masové rozšíření však operační zesilovače zaznamenaly až po roce 1965, kdy se po zlepšení planární technologie podařilo umístit celý zesilovač na jeden čip v monolitickém integrovaném obvodu.

Vlastnosti prvních monolitických operačních zesilovačů nebyly nijak skvělé. Proto byly vyráběny i operační zesilovače jako hybridní obvody, v nichž se pro zlepšení vlastností čipy doplňovaly dalšími součástkami. Typickým případem je připojení tranzistorů řízených polem na vstup OZ.

Jeho výhodné vlastnosti jej předurčily pro mnohé aplikace, v nichž se dříve používala zapojení z diskrétních součástek. Jeden z nejběžnějších operačních zesilovačů - čtyřnásobný OZ typu LM324 lze dnes zakoupit za maloobchodní cenu pod 10 Kč. Pak lze použít operační zesilovač i v místě, kde nahradí třeba jen jeden tranzistor a několik rezistorů - zapojení vyjde nejen jednodušší, ale i levnější.

Dnes se vyrábí na celém světě téměř nespouštěně množství nejrůznějších typů operačních zesilovačů. V nabídce výrobců elektronických součástek lze nalézt OZ specializované pro nejrůznější použití; např. OZ pro malá napájecí napětí (od 1,5 V), s malým příkonem (odběr proudu od jednotek μ A), OZ pro výkonové obvody (výstupní proud řádu jednotek A), OZ s velmi malou vstupní napěťovou nesymetrií, OZ pracující s kmitočty až stovkou MHz, atd. Zcela běžně se vyrábějí operační zesilovače s tranzistory řízenými polem (JFET a MOSFET) ve vstupních obvodech, OZ s velmi malým šumem a zkreslením, vhodné i do elektroakustických zařízení nejvyšší kvality apod. Operační zesilovač se stal - často jen ve zjednodušené formě - nedílnou součástí mnoha dalších integrovaných obvodů.

Poslední přehled základních zapojení s OZ byl na stránkách AR otiskán naposled v [2] a [3]. Pro všechny konstruktéry elektronických zařízení jsem proto připravil přehled základních zapojení a věřím, že se

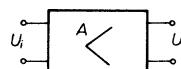
jim tato publikace stane praktickou příručkou.

Použitá zapojení byla vybrána z nejrůznějších časopisů a knih. Z tuzemských je to hlavně Sdělovací technika a Amatérské radio od roku 1965. Seznam použitých pramenů by byl značně rozsáhlý - proto se v seznamu literatury omezím jen na ty nejdůležitější.

Co je operační zesilovač a trocha teorie

Operační zesilovače byly původně určeny jako základní prvek analogových počítačů. Analogový počítač (na rozdíl od počítače číslicového) pracuje se spojitými signály (napětím nebo proudem) úměrnými veličinami, které počítač zpracovává. Ačkoli na jednoduché operace vystačíme např. s rezistory - odporový dělič představuje např. dělení konstantou - potřebujeme pro složitější operace zesilovač. Pak lze navrhovat obvod, který realizuje násobení, sčítání, umocňování, logaritmování a různé jiné přenosové funkce. Aby se konstrukce analogových počítačů co nejvíce zjednodušila, bylo třeba unifikovat jejich jednotlivé části. Nejdůležitějším prvkem byl právě operační (dříve také někdy nazývaný počítací) zesilovač. Protože měl výhovět nejrůznějším požadavkům, bylo nutné, aby měl některé speciální vlastnosti.

Představte si zesilovač, obecně vyjádřený jako čtyřpól (dvojbran) podle obr. 1.

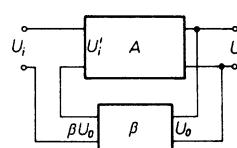


Obr. 1. Obecný zesilovač jako čtyřpól

Výstupní napětí U_o je určeno vztahem

$$U_o = AU_i$$

kde U_i je vstupní napětí a A je zesílení zesilovače. Zavedeme nyní část napětí zpět na vstup jako zpětnou vazbu. Na obr. 2 je nakreslena napěťově-napěťová zpětná vazba. To znamená, že část výstupního



Obr. 2. Zesilovač se zavedenou zpětnou vazbou

napětí se přičte k napětí vstupnímu. Pak na vstupu zesilovače nebude napětí U_i , ale napětí

$$U'_i = U_i + \beta U_o$$

kde β je činitel zpětné vazby, tedy přenos zpětnovazebního členu. Napětí na výstupu zesilovače pak bude

$$U_o = AU'_i = A(U_i + \beta U_o)$$

z toho odvodíme, že

$$U_o = \frac{A}{1 - A\beta} U_i$$

Zesílení obvodu nyní závisí nejen na zesílení A zesilovače, ale i na zpětnovazebním členu β . Pokud je součin $A\beta$ záporný, je zesílení obvodu se zpětnou vazbou menší než A a taková zpětná vazba se nazývá záporná. Je-li součin $A\beta$ kladný, zesílení obvodu se zvětšuje, zpětná vazba je kladná. Blíží-li se součin $A\beta$ jedné, roste zesílení k nekonečnu a zesilovač se rozkrmitá.

Dále uvažujme zesilovač se zápornou zpětnou vazbou, kde bude A záporné (zesilovač bude obracet polaritu vstupního napětí) a β kladné. Pak můžeme upravit předchozí vzorec

$$U_o = \frac{A}{1 - A\beta} U_i = \frac{1}{\frac{1}{A} - \beta} U_i$$

Budeme-li zvětšovat zesílení A , bude se zlomek $1/A$ blížit nule; pro nekonečné zesílení lze upravit vzorec na tvar

$$U_o = -\frac{1}{\beta} U_i$$

Z tohoto výrazu je patrné, že pak jsou vlastnosti zesilovače určeny výhradně zpětnou vazbou. Obvody s operačními zesilovači se výhodně navrhují právě pro tento případ. Odvodili jsme tak jednu ze základních vlastností operačního zesilovače: **operační zesilovač by měl mít co největší, v ideálním případě nekonečné zesílení**. Čím bude totiž zesílení OZ větší, tím menší bude odchylka zesílení ve skutečném obvodu od spočítaných údajů.

Reálné operační zesilovače mají zesílení od desítek tisíc (80 dB) u jednoduchých typů až po jednotky milionů (>120 dB) u tzv. „přesných“ OZ, určených pro měřicí účely. Zesílení reálných OZ nelze neomezeně zvětšovat, neboť (jak si ukáže-

me dále) se pak zhoršuje stabilita zesilovače. U zapojení s reálnými OZ jsou vlastnosti obvodu vždy poněkud odlišné od spočítaných. Spočítejme poměr výstupních napětí u obvodu s ideálním (U'_o) a reálným (U_o) operačním zesilovačem

$$\frac{U'_o}{U_o} = \frac{-\frac{1}{\beta}}{\frac{A}{1-A\beta}} = \frac{A\beta-1}{A\beta} = 1 - \frac{1}{A\beta}.$$

Protože $A < 0$ (záporná zpětná vazba), je zřejmé, že zesílení se skutečným OZ je vždy menší než spočítané. Uvažujme chybu ε

$$\varepsilon = \frac{1}{A\beta}.$$

Zesílení skutečného obvodu spočítáme

$$A = \frac{1}{1-\varepsilon} A'.$$

Protože zesílení reálných obvodů je udáváno kladné i když je použita záporná zpětná vazba (a tudíž $A < 0$), upravíme předchozí vzorec na tvar

$$A = \frac{1}{1+\varepsilon} A'.$$

V praxi je situace ještě horší. Aby byla zachována stabilita obvodu s operačním zesilovačem, používají operační zesilovače tzv. kmitočtovou kompenzaci. Ta zmenšuje zesílení OZ v oblasti vysokých kmitočtů. Měřením jsem ověřil, že například běžný monolitický OZ typu 741 má při kmitočtu 10 kHz zesílení jen 200 až 300.

Zesílení operačního zesilovače by mělo být pokud možno nezávislé na připojené zátěži. Pokud bude výstupní odpor OZ nulový, lze vliv zátěže zcela vyloučit. Proto budeme požadovat, aby **operační zesilovač měl co nejménší, v ideálním případě nulový výstupní odpor**.

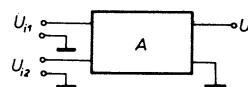
Zdroj signálu a zpěnovazební obvod je třeba zatěžovat co nejméně. Výpočet se zjednoduší, nemusíme-li uvažovat vstupní odpor OZ. Další podmínka tedy je, aby **vstupní impedance operačního zesilovače byla co největší, nejlépe nekonečná**. Právě tuto podmíinku se podařilo splnit u reálných OZ asi nejlépe. Používají-li ve vstupních obvodech tranzistory řízené pollem (MOS nebo JFET), mají vstupní odpor typicky $10^{12} \Omega$.

Existují samozřejmě i jiné druhy OZ. Snad nejznámějším je Nortonův zesilovač. U tohoto typu se používá zpětná vazba ne napěťově-napěťová, ale napěťově-prourová. Pak je naopak požadováno, aby byl vstupní odpor operačního zesilovače co nejménší.

Ve schématech na obr. 1 a 2 byl zesilovač kreslen se dvěma vstupními a dvěma výstupními svorkami. Výstupní napětí U_o je pak AU_i bez ohledu na potenciál mezi vstupními a výstupními svorkami. V každém zařízení je však obvykle definován jeden potenciál, k němuž obvykle vztahuje-

me všechny ostatní potenciály („nula“, „zem“). Na tuto „zem“ obvykle připojujeme jednu z výstupních svorek a výstupní napětí definujeme jako napětí druhé svorky proti „zemí“.

Uzemněme-li jednu ze vstupních svorek, dostaneme „klasický“ operační zesilovač. Ten má jeden invertující vstup a jeden výstup. Výhodnější však je žádnou vstupní svorku neuzemnit. Napětí každé vstupní svorky pak můžeme vztáhnout proti zemi, viz obr. 3. Takový zesilovač zesiluje napětí, které je rozdílem vstupních napětí U_{i1} a U_{i2} a nazýváme jej diferenční.



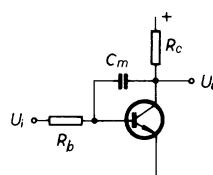
Obr. 3. Diferenční zesilovač

Vstupy takového zesilovače jsou shodné až na polaritu výstupního napětí vzhledem ke vstupnímu. Vstup nazýváme invertující (-) pokud se výstupní napětí zmenšuje, zvětšuje-li se vstupní. Druhý vstup nazýváme neinvertující (+). Zvětšujeme-li napětí na tomto vstupu, zvětšuje se i napětí na výstupu.

Diferenční zesilovač je mnohem univerzálnější než klasický. Uzemněním neinvertujícího vstupu se změní na zesilovač klasický.

Zesílení ideálního diferenčního zesilovače je závislé pouze na rozdílu napětí mezi invertujícím a neinvertujícím vstupem. U reálných OZ však nikdy nelze zcela vyloučit i vliv potenciálu vstupů proti zemi. **Potlačení součtového signálu se zpravidla označuje CMR (Common Mode Rejection)** (a vyjadřuje v dB. Běžné OZ mají CMR 90, kvalitnější až 120 dB.

Operační zesilovač, i když jej dnes chápeme spíše jen jako elektronickou součástku, je sestaven převážně z tranzistorů a rezistorů, případně i kondenzátorů a diod umístěných v jednom monolitickém integrovaném obvodu. Velké zesílení operačního zesilovače nelze realizovat v jednom zesilovacím stupni a tak je OZ řešen jako několikastupňový přímo vázaný zesilovač. Takový zesilovač si při velkém zjednodušení můžeme představit sestavený z několika stupňů podle obr. 4.



Obr. 4. Zjednodušené zapojení jednoho stupně operačního zesilovače

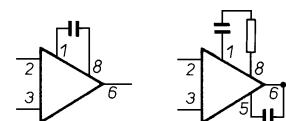
Jako R_b si můžeme představit výstupní odpor předcházejícího stupně, R_c pak jako zátěž následujícího stupně. Kondenzátor C_m představuje parazitní Millerovu kapacitu. Je zřejmé, že vlivem této kapacitnosti bude zesílení tohoto stupně klesat ke vztuřujícímu kmitočtem. Mnohem větší problém však působí posuv fáze signálu,

který se rovněž se vztuřujícím kmitočtem zvětšuje. Posuv fáze je blízký nule při nízkých kmitočtech, 45° na kmitočtu, při kterém poklesne zesílení o 3 dB, a blízký 90° při kmitočtech několikanásobně vyšších. Je-li zapojeno několik takových stupňů za sebou, může se stát, že posuv fáze dosáhne 180° a záporná zpětná vazba se změní v kladnou. Stane-li se tak na kmitočtu, při kterém je zesílení operačního zesilovače A zmenšené o činitel zpětné vazby β větší než jedna, zesilovač se rozkmitá.

Z těchto důvodů se u operačních zesilovačů používá tzv. **kmitočtová kompenzace**. U jednoho (vybraného) zesilovacího stupně se kapacita C_m uměle zvětší tak, aby na kmitočtu, při kterém se fáze signálu posune o 180° , již bylo zesílení βA bezpečně menší než jedna. Je zřejmé, že čím je zpětná vazba více „utažena“ a zesílení se zpětnou vazbou je menší, musí být větší kapacita kompenzačního kondenzátoru. Kmitočtová kompenzace může být buď vnější – externím kondenzátorem – jako je tomu např. u operačních zesilovačů typu 748, nebo vnitřní – jako u podobného typu 741. Pokud je použita vnitřní kompenzace, je zpravidla volena tak, aby zesilovač byl stabilní i v případě, je-li zapojen jako sledovač nebo invertor (když zesílení stupně se zpětnou vazbou je rovno jedné).

Volíme-li zpětnou vazbu tak, aby zesílení stupně s operačním zesilovačem bylo mnohem větší než 1 (např. 100) a potřebujeme-li dosáhnout co nejvyššího pracovního kmitočtu, je výhodnější použít OZ s vnější kmitočtovou kompenzací.

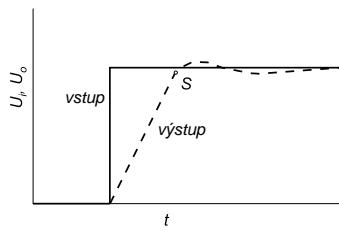
Pokud je u operačního zesilovače použita vnější kmitočtová kompenzace, bývá zpravidla zapojena podle obr. 5a. Takto je zapojena např. u OZ typu 748, CA3130, LM308 apod. Zapojení kmitočtové kompenzace u dříve oblíbeného OZ z řady MAA501 až MAA504 (μ A709) je na obr. 5b. U některých typů OZ může být zapojena kmitočtová kompenzace jiným způsobem – správné zapojení najdeme v katalogu výrobce.



Obr. 5. Kmitočtová kompenzace OZ

Z vlastní zkušenosti nedoporučuji použít OZ v zapojeních, kde je zesílení menší než jedna. Zapojení je zpravidla nestabilní, kmitá a nelze je vykompenzovat, i když použijeme OZ s vnější kompenzací. Takový případ může nastat, když za operačním zesilovačem následuje např. tranzistorový výkonový stupeň s napěťovým zesílením a přes celý obvod je zavedena zpětná vazba.

S kmitočtovou kompenzací úzce souvisí další vlastnost operačních zesilovačů, nazývaná **rychlosť přeběhu** (Slew Rate). Podívejte se znovu na obr. 2. Přivedeme-li na vstup zesilovače signál, představovaný skokovou změnou vstupního napětí, nezmění se výstupní napětí skokem, ale bude mít průběh přibližně podle obr. 6.



Obr. 6. Odezva operačního zesilovače na skokovou změnu vstupního napětí

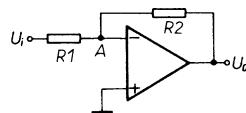
Všimněte si, že průběh výstupního napětí není exponenciální, jako v případě nabíjení kondenzátoru přes rezistor, ale je možné jej až do bodu *S* prakticky nahradit přímkou. V okamžiku skokové změny vstupního napětí jsou totiž vstupní obvody OZ přebuzeny a stupeň s kompenzační kapacitou je buzen z předchozího (do limitace vybuzeného) stupně. Kompenzační kondenzátor se nabíjí relativně pomalu a stejně pomalu se mění i napětí na výstupu tohoto stupně. Protože napětí z výstupu stupně s kompenzačním kondenzátorem je dále zesilováno výstupními obvody OZ, má velmi malý rozkmit a můžeme jeho průběh nahradit přímkou. Výstupní napětí se zvětšuje až do okamžiku, kdy se vlivem zpětné vazby vyrovnají napětí na vstupech a vstupní obvody operačního zesilovače nebudu přebuzeny. Průběh výstupního signálu pak bude mít většinou tvar tluměných kmití a poměry v obvodu se ustálí.

Rychlosť, s jakou se mění výstupní napětí z skokové změny vstupního napětí až do oblasti bodu *S*, se nazývá rychlosť přeběhu a je to největší rychlosť změny výstupního napětí, kterou je daný operační zesilovač schopen vyvinout. Rychlosť přeběhu se udává ve V/μs. Běžné univerzální operační zesilovače mají rychlosť přeběhu 0,5 až 5 V/μs, „rychlé“ 10 až 20 V/μs, speciální typy i více než 100 V/μs. Naopak typy označované „Low Power“ (s malou spotřebou) mají rychlosť přeběhu často jen několik desetin či setin V/μs.

Rychlosť přeběhu také omezuje použití operačních zesilovačů na vyšších kmitočtech. Například běžný OZ typu 741 může, nevadí-li nám malé zesílení, pracovat s malými signály až do kmitočtu několika desítek kHz. Pokud se však amplituda výstupního signálu blíží maximálnímu rozkmitu, omezenému napájecím napětím (u typu 741 asi ± 13 V při napájení ± 15 V), je nejvyšší zpracovávaný kmitočet asi 10 kHz. Zesilujeme-li např. harmonický signál (sinusový průběh) a zvyšujeme-li postupně kmitočet, objeví se zvláštní zkreslení. Až do určitého kmitočtu bude mít i výstupní signál „sinusový“ průběh jen s nepatrnným zkreslením. Pak se však vlivem omezené rychlosti přeběhu začne měnit na signál s trojúhelníkovým průběhem. Při dalším zvyšování kmitočtu se bude amplituda výstupního signálu zmenšovat nepřímoúměrně s kmitočtem.

Použijí-li se operační zesilovače při konstrukci nízkofrekvenčních zařízení, je třeba použít dostatečně „rychlé“ typy. Pro naprostou většinu aplikací stačí, aby rychlosť přeběhu byla větší než 10 V/μs, nej-

méně však 5 V/μs. Použijeme-li např. již zmíněný OZ typu 741 (SR = 0,5 V/μs) v nf předzesilovači, bude mít tento předzesilovač při silnějších signálech nápadný „plechový“ zvuk.

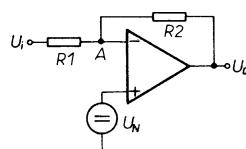


Obr. 7. Invertující zesilovač

Podívejte se na obr. 7. Je na něm nákreslen operační zesilovač v zapojení, které se nazývá invertující zesilovač. Je to jedno ze základních zapojení a tak si popíšeme, jak pracuje. Na vstup U_i je přivedeno vstupní napětí, které je přes rezistor R_1 přivedeno na invertující vstup operačního zesilovače (bod A). Operační zesilovač zesiluje napětí na vstupu a na výstupu se objeví zesílené vstupní napětí s opačnou polaritou. Toto napětí je přes rezistor R_2 rovněž přivedeno na invertující vstup operačního zesilovače a protože má opačnou polaritu, zmenšuje vstupní napětí. Protože OZ má velké (v ideálním případě nekoněné) zesílení, ustálí se obvod ve stavu, kdy je v bodě A jen velmi malé (v ideálním případě nulové) napětí. Bod A se proto někdy nazývá **virtuální zem**. Napětí U_i vyvolá proud tekoucím rezistorem R_1 . Ten tento proud nemůže teči do výstupu OZ, který má velký vstupní odpor, a proto teče přes rezistor R_2 do výstupu OZ. Rezistory R_1 a R_2 tvoří vlastní odporový dělič, který se automaticky nastavuje tak, aby v bodě A bylo nulové napětí. Snadno pak odvodíme, že výstupní napětí je přímo úměrné poměru odporů R_2 a R_1

$$U_o = -U_i \frac{R_2}{R_1}.$$

Rezistory R_1 a R_2 tvoří zpětnou vazbu zesilovače. Na tomto zapojení si ukážeme další vlastnost reálných operačních zesilovačů. U ideálního OZ by při nulovém vstupním napětí nebo zkratovaných vstupních svorkách bylo na výstupu rovněž nulové napětí. U reálných OZ však musíme na vstup zpravidla přivést jisté (velmi malé) napětí, aby napětí na výstupu bylo nulové. Můžeme si to představit tak, jako kdybychom k libovolnému vstupu ideálního OZ přidali fiktivní zdroj malého napětí U_N , které pak pro dosažení nulového výstupního napětí musíme vykompenzovat vnějším napětím o opačné polarity (obr. 8).

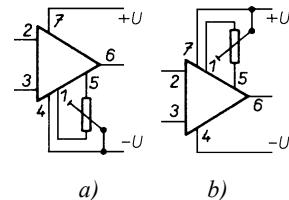


Obr. 8. Vstupní napěťová nesymetrie

Tato vlastnost se nazývá **vstupní napěťová nesymetrie** a je způsobena tím, že nelze vyrobit operační zesilovač tak, aby oba vstupy byly stejné. Vstupní napěťová nesymetrie je u běžných operačních zesi-

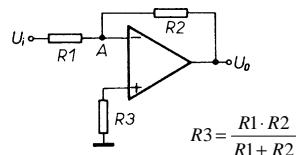
lovačů zaručována do 3 až 10 mV. Veličost a polarita napěťové nesymetrie je přitom zcela náhodná i u vícenásobných OZ. Operační zesilovače s tranzistory řízenými polem (JFET, MOSFET) mají zpravidla větší napěťovou nesymetrii než OZ s bipolárními tranzistory.

Jednoduché operační zesilovače (zde ve významu v jednom pouzdrou jeden OZ) a některé dvojité mají zpravidla zvláštní vývody pro kompenzaci napěťové nesymetrie. K operačnímu zesilovači lze většinou připojit odporový trimr podle obr. 9a nebo 9b (podle typu), kterým lze napěťovou nesymetrii vykompenzovat.



Obr. 9. Kompenzace vstupní napěťové nesymetrie

U operačních zesilovačů s bipolárními tranzistory na vstupu musíme v některých zapojeních vztí v úvahu proud tekoucí do výstupu OZ. V mnoha případech stačí k potlačení jeho vlivu zapojit zpětnovazební obvod tak, aby ke každému vstupu byla připojena stejná impedance. Na ukázku tohoto jevu použijeme opět invertující zesilovač podle obr. 7. Uvažujeme-li zdroj signálu se zanedbatelným vnitřním odporem (rovněž tak výstup OZ), je k invertujícímu vstupu připojena impedance, rovnající se paralelní kombinaci rezistorů R_1 a R_2 . Proud tekoucí do (nebo z) výstupu OZ vytváří na této impedance úbytek napětí, který se projeví podobně jako vstupní napěťová nesymetrie – nenulovým výstupním napětím při výstupu bez signálu. Tento proud můžeme vykompenzovat zapojením rezistoru R_3 podle obr. 10.



Obr. 10. Jednoduchá kompenzace chyby způsobené vstupním proudem OZ

V některých případech – například pokud je impedance připojená na vstup proměnná – však nelze kompenzaci rezistorem použít. Existuje řada jiných způsobů jak **vstupní proud** vykompenzovat. Žádny však není tak jednoduchý, aby stalo za to jej dnes ještě použít. Výhodnější je použít OZ s tranzistory řízenými polem ve vstupních obvodech.

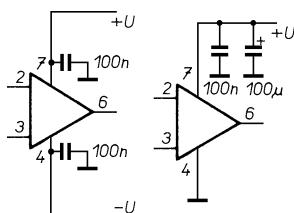
Vstupní proud operačního zesilovače nemusí být shodný u obou vstupů. O kolik se vstupní proudy liší, udává veličina, nazývaná **vstupní proudová nesymetrie**.

Obvody s operačními zesilovači

Dále budou uvedena vybraná zapojení s OZ. Zapojení jsou zpravidla pro přehlednost zjednodušena tak, aby vynikl jejich smysl. Konkrétní zapojení je nutno doplnit o napájení, blokování napájení kondenzátory, kmitočtové kompenzace a případně další obvody.

Napájení

Standardně jsou operační zesilovače napájeny symetrickým napětím ± 12 nebo ± 15 V. Pak jsou zpracovávané signály vztázeny většinou ke středu napájecího napětí (0 V), který chápeme jako zem. Přívody napájecího napětí je vhodné zablokovat keramickými kondenzátory poblíž vývodů OZ – viz obr. 11. Zpravidla vyhoví kapacita 100 nF. V mnoha obvodech se setkáváme s OZ napájenými jen jedním napětím. Pak vstupní i výstupní napětí musí být v rozmezí napájecího napětí a u většiny typů nemohou dosáhnout krajních velikostí.

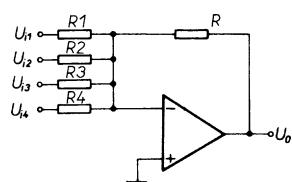


Obr. 11. Blokování napájecího napětí operačních zesilovačů. Číslování vývodů odpovídá většině běžných jednoduchých OZ

Zesilovače

Zapojení invertujícího zesilovače jsem uvedl již na obr. 7. Na obr. 12 je zapojení invertujícího sčítacího zesilovače. Výstupní napětí je dáno vztahem

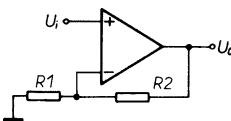
$$U_o = -R \left(\frac{U_{i1}}{R1} + \frac{U_{i2}}{R2} + \frac{U_{i3}}{R3} + \frac{U_{i4}}{R4} \right).$$



Obr. 12. Invertující sčítací zesilovač

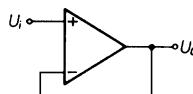
Pokud zapojíme operační zesilovač podle obr. 13, získáme neinvertující zesilovač. Vznikne vlastně tak, že vstup invertujícího zesilovače z obr. 7 uzemníme a vstupní signál přivedeme na neinvertující vstup OZ (který naopak od země odpojíme). Zesílení invertujícího zesilovače je

$$U_o = U_i \left(\frac{R2}{R1} + 1 \right).$$



Obr. 13. Neinvertující zesilovač

Je zřejmé, že zesílení neinvertujícího zesilovače je jedna nebo větší. Vypustíme-li rezistor R1 a R2 nahradíme zkratem, dostaneme napěťový sledovač (obr. 14).



Obr. 14. Sledovač

Sledovač použijeme tam, kde je třeba, aby následující obvody nezatěžovaly zdroj signálu. Neinvertující zesilovač a sledovač mají velký vstupní odpor – daný vstupním odporem OZ. Při praktické realizaci je nutné zajistit stejnosměrnou vazbu neinvertujícího vstupu (přes zdroj signálu nebo rezistor) na vhodný, při symetrickém napájení většinou zemní, potenciál.

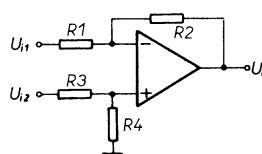
Kombinací invertujícího a neinvertujícího zesilovače získáme rozdílový (diferenční) zesilovač (obr. 15). Při vhodné volbě zpětnovazebních rezistorů bude zesílení

$$A = \frac{R4}{R3} = \frac{R2}{R1}.$$

Výstupní napětí U_o je dáno rozdílem vstupních napětí a zesílením A

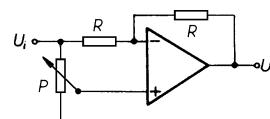
$$U_o = (U_2 - U_1)A$$

Pokud bude poměr odporů různý, bude také zesílení pro každý vstup jiné. Je-li zapojení skutečně souměrné, musí být výstupní napětí nulové, přivedeme-li na oba vstupy signál o stejném napětí a fázi.



Obr. 15. Rozdílový zesilovač

Rozdílový zesilovač lze využít v zajímavém zapojení podle obr. 16.



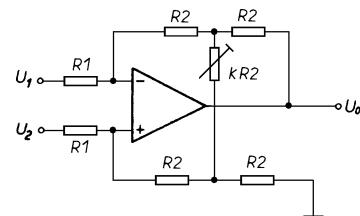
Obr. 16. Zesilovač s nastavitelným zesílením a polaritou

Předpokládejme, že v zapojení jsou použity dva shodné rezistory R a potenciometr P s lineárním průběhem. Pokud je hřídel potenciometru natočen tak, aby neinvertující vstup byl uzemněn, chová se zapojení jako invertor se zesílením $A = -1$.

Otačíme-li hřídelem, zesílení se zmenší a při poloze ve středu odporové dráhy je na výstupu nulové napětí, zesílení $A = 0$. Otačíme-li dále, zesílení se zvětšuje, na druhém kraji odporové dráhy bude zesílení $A = 1$ a zapojení se chová jako sledovač.

Potřebujeme-li měnit zesílení rozdílového zesilovače podle obr. 15, musíme upravit odpor dvou rezistorů. U zapojení rozdílového zesilovače podle obr. 17 stačí ke změně zesílení nastavit jen jeden. Zesílení pak můžeme spočítat podle vzorce

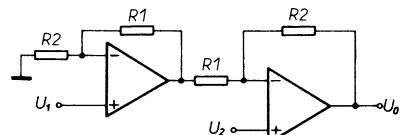
$$U_o = 2 \frac{R2}{R1} \left(1 + \frac{1}{k} \right) (U_2 - U_1).$$



Obr. 17. Rozdílový zesilovač s nastavitelným zesílením

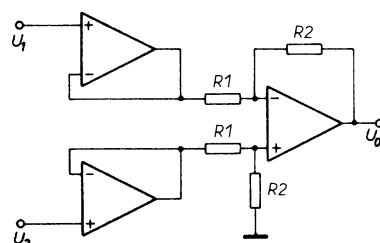
Rozdílový zesilovač podle obr. 15 nebo obr. 17 má malý vstupní odpor, který je navíc – použijeme-li všechny rezistory shodné – pro každý vstup jiný. Pokud je potřeba rozdílový zesilovač s velkým vstupním odporem, můžeme jej zapojit podle obr. 18. Zesílení pak bude

$$U_o = \frac{R1 + R2}{R1} (U_2 - U_1).$$



Obr. 18. Rozdílový zesilovač s velkým vstupním odporem

Jiné zapojení rozdílového zesilovače s velkým vstupním odporem je na obr. 19. Jedná se vlastně o zesilovač z obr. 15, doplněný o dva sledovače signálu.



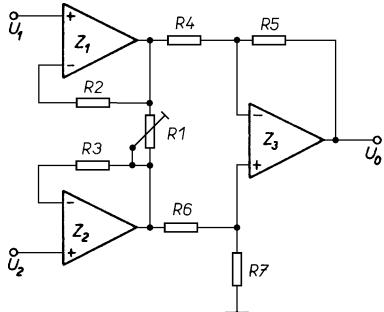
Obr. 19. Jiné zapojení rozdílového zesilovače s velkým vstupním odporem

Další zapojení rozdílového zesilovače s velkým vstupním odporem je na obr. 20. Toto zapojení je známé pod názvem „přístrojový zesilovač“. Zapojení dosahuje s reálnými OZ lepších parametrů než jednodušší zapojení z obr. 19. Zesílení se na

stavuje rezistorem R_1 . V praxi se pak volí rezistory $R_4 = R_6$ a $R_5 = R_7$. Zesílení pak bude

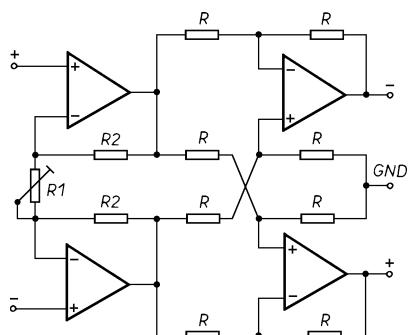
$$U_o = (U_2 - U_1) \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) \left(\frac{R_5}{R_4} \right).$$

Případnou nesouměrnost zapojení lze potlačit malou změnou odporu některého z rezistorů R_4 až R_7 .



Obr. 20. Přístrojový zesilovač

Další zajímavý zesilovač je na obr. 21 [4]. Vstupní rozdílové napětí je zesíleno a přivedeno na symetrický výstup. Zatímco vstupní napětí může být libovolné v rozsahu povolených vstupních napětí OZ, je výstupní napětí vztaženo ke svorce GND. Výstupní napětí je vlastně „odizolováno“ od vstupu. V zesilovači můžete výhodně použít některý ze čtyřnásobních OZ – např. LM324 nebo TL084. Zapojení je vhodné pro měřící účely nebo pro akustická zařízení – všude tam, kde jsou problémy se zemními smyčkami. Zesilovač má velký vstupní odpor, zesílení se nastavuje trimrem R_1 .

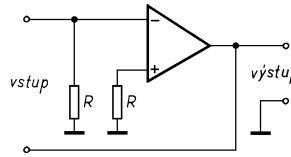


Obr. 21. Izolující zesilovač

Zapojení napěťového sledovače je na obr. 22. Na rozdíl od zapojení na obr. 14 je tento sledovač necitlivý na velikost vstupního proudu OZ. Nevhodnou zapojení je, že zdroj signálu má plovoucí zem. Pokud je nutné přívod signálu stinit, připojíme stínění na tu vstupní svorku, která je spojena s výstupem zesilovače. Pro správnou funkci sledovače je nutné, aby zdroj signálu měl konečný vnitřní odpor. Odpory rezistorů R volíme podle potřeby a typu OZ (řádově jednotky $M\Omega$ pro běžné typy). Odpor rezistoru R se vzhledem ke zdroji signálu jeví zvětšený na velikost R_n o zesílení OZ ve smyčce zpětné vazby

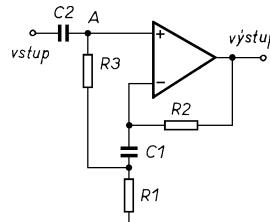
$$R_n = \frac{R}{R_i} A,$$

kde R_i je vnitřní odpor zdroje signálu. Paralelně ke spočtenému vstupnímu odporu R_n je ve skutečnosti připojen ještě vstupní odpor OZ.



Obr. 22. Sledovač signálu necitlivý na vstupní proud OZ

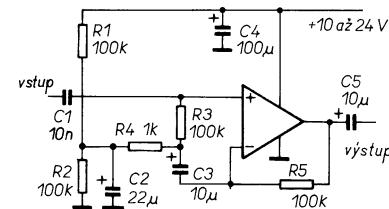
Zesilovač s velkým vstupním odporem pro zesilování střídavých signálů s vazbou bootstrap je na obr. 23. Pro stejnosměrné napětí je zavedena zpětná vazba rezistorem R_2 . Stejnosměrné napětí pro neinvertující vstup je přivedeno přes R_1 a R_3 . Pro střídavé signály dostatečně vysokého kmitočtu, kdy lze zanedbat impedanci C_1 a C_2 , je zesílení nastaveno rezistory R_1 a R_2 podobně jako u zapojení z obr. 13. Na obou koncích rezistoru R_3 je signál s prakticky shodným napětím a fází (vzhledem k velkému zesílení OZ je rozdíl napětí mezi vstupy prakticky nulový) a tak se rezistor R_3 pro střídavý signál neuplatní.



Obr. 23. Neinvertující zesilovač s vazbou bootstrap

Toto zapojení má jednu nepříjemnou vlastnost: v oblasti kmitočtu, kdy je impedance kondenzátoru C_1 srovnatelná s odporem rezistorů R_1 až R_3 , má vstupní impedance zesilovače v bodě A indukční charakter. Této vlastnosti se využívá při realizaci syntetických induktoru (viz příslušnou kapitolu), zde však může při nevhodné volbě součástek způsobit zvětšení zesílení v oblasti nízkých kmitočtů, když se tato syntetická indukčnost dostane do rezonance se vstupní kapacitou C_2 . V praxi zpravidla postačí zvolit časovou konstantu $C_2 R_3$ podstatně odlišnou od časové konstanty $C_1 R_1$, aby se uvedený jev co nejvíce potlačil.

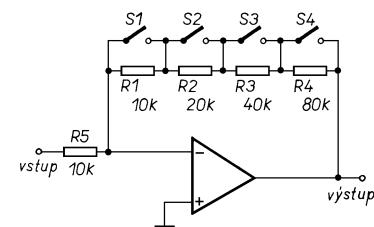
Praktické provedení oddělovacího zesilovače s velkým vstupním odporem, vhodného pro nízkofrekvenční zesilovače, je na obr. 24. Protože je zapojení napájeno z jednoduchého zdroje, je doplněno o napěťový dělič s rezistory R_1 a R_2 , který zajišťuje předpětí pro neinvertující vstup OZ. Použitý OZ může být prakticky libovolný – např. NE5534 nebo TL081, pro méně náročné přístroje i 741.



Obr. 24. Oddělovací zesilovač

Při konstrukci elektronických zařízení jsme často postaveni před problém, kdy je potřeba měnit zesílení zesilovače. Při ručním ovládání lze samozřejmě použít potenciometr, zapojený do vhodného místa zesilovače. V mnoha případech však toto řešení nevyhovuje – někdy pro nedostatečnou přesnost nastavení, jindy pro malou spolehlivost mechanického prvku a vždy tam, kde je potřeba měnit zesílení elektronicky, např. je-li obvod ovládán logickými obvody. V případě elektronického ovládání zpravidla neřídíme zesílení plynule, ale v několika přesně definovaných stupních.

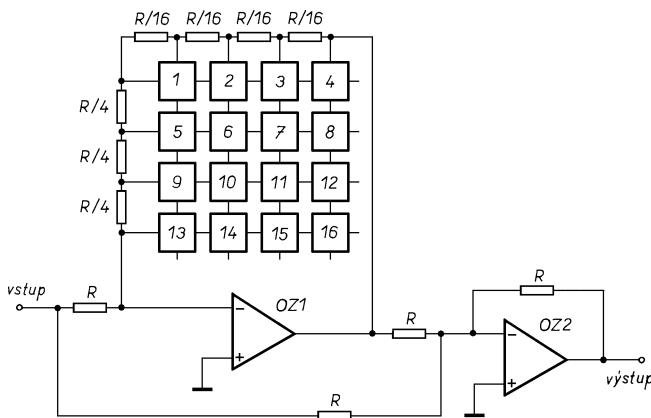
Jednoduché zapojení zesilovače s nastavitelným zesílením je na obr. 25. Rezistory ve zpětné vazbě invertujícího zesilovače jsou zkratovány spínači S_1 až S_4 . Kombinací sepnutých a rozpojených spínačů lze nastavit zesílení po jedné od nuly (všechny spínače sepnuty) do 15 (všechny rozpojeny). V praktickém provedení mohou být spínače nahrazeny kontakty relé nebo spínači CMOS – např. 4066. Vzhledem k tomu, že spínače CMOS mají v sepnutém stavu odpor řádu desítek až stovek ohmů, nebude zesílení odpovídat přesně nastavené velikosti.



Obr. 25. Zesilovač s nastavitelným ziskem

Podobně můžeme realizovat i neinvertující zesilovač. Zesílení se pak bude měnit od 1 do 16.

Zapojení jiného zesilovače s nastavitelným zesílením je na obr. 26 [5]. Jsou zde použity dva operační zesilovače a 16 tlačítek. Na vstupu OZ2 se sčítá signál ze vstupu a invertovaný signál z OZ1. Není-li stisknuto žádné tlačítko, není žádný zpětnovazební rezistor OZ1 zkratován a zesílení OZ1 je -1 . Napětí se odečtu a na výstupu OZ2 je 0 V. Při stisku kteréhokoli tlačítka je zesílení OZ1 v absolutní hodnotě menší než 1. Například stiskneme-li tlačítko s číslem 5, bude zesílení stupně s OZ1 11/16. Na výstupu OZ2 pak bude



Obr. 26. Zesilovač s nastavitelným zesílením od 0 do 1 po 1/16

napětí zesíleno poměrem $1-11/16 = 5/16$. Vhodným poměrem odporů rezistorů je zajištěno, že napětí na výstupu je

$$U_{v, st} = \frac{n}{16} U_{vst},$$

kde n je číslo tlačítka. Pokud je potřeba, lze upravit celkové zesílení změnou odporu rezistoru ve zpětné vazbě OZ2.

Zapojení zesilovače se zesílením přepínatelným ve čtyřech stupních je na obr. 27 [6]. Zesílení se mění tak, že analogový multiplexer přepíná invertující vstup na různé odbočky odporového děliče. Protože je multiplexer zařazen do přímé větve zpětnovazební smyčky OZ, neuplatní se konečný odpor sepnutého kanálu ani jeho změny s teplotou a v čase. Zesílení k pro jednotlivé kanály bude

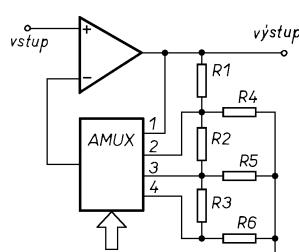
$$k_1 = 1$$

$$k_2 = 1 + \frac{R1}{R4} + \frac{R1(R3 + R5 + R6)}{R2(R3 + R5 + R6) + R5(R3 + R6)}$$

$$k_3 = k_2 \left(1 + \frac{R2(R3 + R5 + R6)}{R5(R3 + R6)}\right)$$

$$k_4 = k_3 \left(1 + \frac{R3}{R6}\right)$$

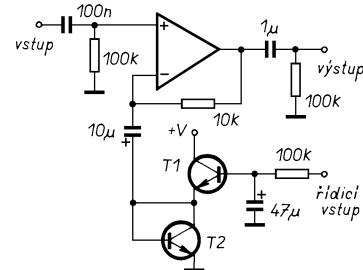
přičemž samozřejmě $k_1 < k_2 < k_3 < k_4$. Zvolíme-li např. $k_2 = 10$, $k_3 = 100$, $k_4 = 1000$ a $R1 = R2 = R3 = 10 \text{ k}\Omega$, bude $R4 = R5 = 1,23 \text{ k}\Omega$ a $R6 = 1,11 \text{ k}\Omega$.



Obr. 27. Zesilovač s elektronicky přepínáným zesílením

Na obr. 28 je obdobné zapojení zesilovače. V tomto případě je použita odporová

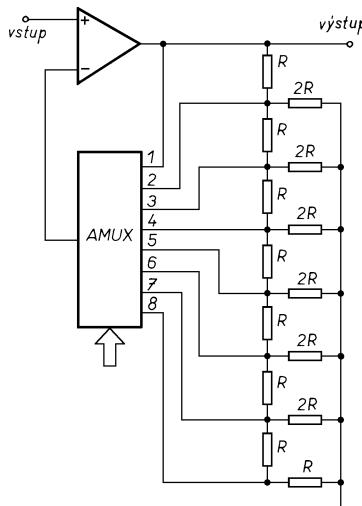
alespoň částečně kompenzovaly. Zapojení zesilovače s řízeným zesílením je na obr. 29. Jako řízený prvek jsou v zapojení použity tranzistory n-p-n. Varianty tohoto zapojení jsou často používány v magnetofonech s automatickým řízením záznamové úrovně.



Obr. 29. Zesilovač s plynulým řízením zesílení

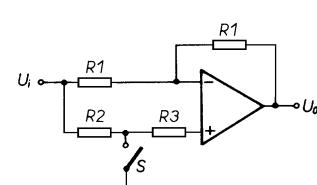
Protože se na regulačním prvku mění stejnosměrné napětí, musí být od signálové cesty oddělen kondenzátorem. Použití tranzistoru T1 zmenšuje potřebný řídicí proud, tranzistor T2 je použit kvůli symetrii a mohlo by být nahrazen diodou.

Méně známá je možnost řídit zesílení fotorezistorem, viz obr. 30. Zapojení má velmi malé zkreslení i při velkých signálech. Určitou nevýhodou je nutnost použít speciální optočlen, který musíme vyrobit. Většina běžných fotorezistorů je nejcitlivější na světlo červené LED. V některých případech může být na závadu, že odpor fotorezistoru je závislý i na okolní teplotě.



Obr. 28. Zesilovač s elektronicky přepínáným zesílením 1, 2, 4, 8, 16, 32, 64 a 128

V některých případech se skokovou změnou zesílení operačního zesilovače nevystačíme a zisk je nutno řídit plynule. Typickým případem jsou oscilátory RC , kompandéry expandéry, potlačovače šumu, či automatické řízení úrovně záznamu v magnetofonech. V těchto případech se nejčastěji využívá závislosti dynamického odporu polovodičového přechodu na protékajícím proudu. Toto řešení již z principu zkresluje signál, neboť střídavé napětí signálu, superponované na stejnosměrné napětí na přechodu, mění i dynamický odpor. Zkreslení je tím větší, čím silnější signál je zpracováván. Zpracováváme-li nízkofrekvenční signál, bývá střídavé napětí na regulačním prvku nejvýše 30 až 100 mV. Zkreslení lze poněkud změnit zapojením dvou přechodů tak, aby se změny

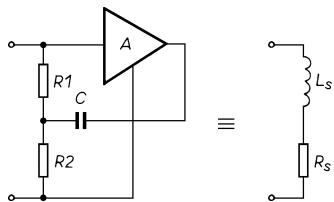


Obr. 31. Obvod se zesílením 1 nebo -1

Syntetické indukčnosti a gyrátoru

Zajímavou oblastí aplikace operačních zesilovačů je realizace obvodů, které mohou nahradit indukčnosti nebo, z hlediska běžného „bastlíf“ poněkud exotické, dvojně kapacity. Při konstrukci téhoto obvodu vystačíme zpravidla s jedním či dvěma operačními zesilovači a několika rezistory a kondenzátory. Obvod, transformující jednu impedanci v jinou (např. kapacitu na indukčnost, odpor na kapacitu apod.) se nazývá gyrátor.

Jednoduchou syntetickou indukčnost (induktor) publikoval již v roce 1966 Prescott [8]. Jeho zapojení je na obr. 32.



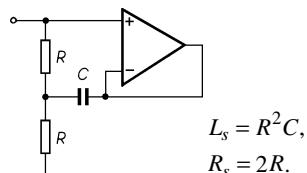
Obr. 32. Prescottovy syntetický induktor

V zapojení je použit zdroj napětí, řízený napětím, se zesílením A , dva rezistory a kondenzátor. Zvolíme-li $R1 = R2 = R$ a napěťové zesílení $A = 1$, lze odvodit jednoduché vztahy

$$L_s = R^2 C,$$

$$R_s = 2R.$$

Pro zesílení $A \neq 1$ je výpočet L_s a R_s podstatně složitější a výsledné výrazy jsou závislé na kmitočtu. Řízený zdroj napětí můžeme nahradit napěťovým sledovačem s operačním zesilovačem podle obr. 14. Výsledné zapojení je pak na obr. 33.



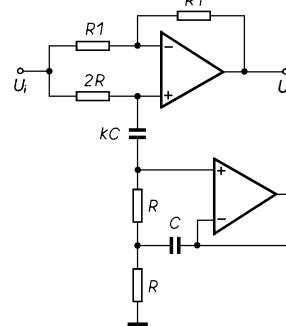
Obr. 33. Syntetický induktor s jedním OZ

Určitou nevýhodou tohoto syntetického induktoru je poměrně značný sériový odpor R_s , který znemožňuje jeho použití v obvodech, u kterých je třeba dosáhnout velkého činitele jakosti Q . Přesto lze toto zapojení výhodně použít např. v nf technice při konstrukci ekvalizérů a některých typů filtrů. Jedno vtipné zapojení bylo uveřejněno v [9]. Spojením rezonančního obvodu se syntetickým induktorem a rozdílového zesilovače z obr. 15 (či 16) vznikne pásmová zádrž z obr. 34.

Zvolíme-li kapacitu v rezonančním obvodu jako knásobek kapacity v gyrátoru, lze při výpočtu dospět k témtu vztahům

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC\sqrt{k}},$$

$$Q = \frac{1}{\sqrt{2k}}.$$

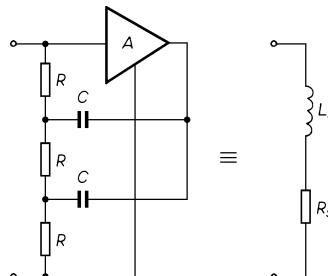


Obr. 34. Pásmová zádrž se syntetickým induktorem

Variantou zapojení z obr. 32 je syntetický induktor s dvojitou větví zpětné vazby [10]. Zapojení tohoto induktoru je na obr. 35. Pro zesílení $A = 1$ platí vztahy

$$L_s = 4R^2 C,$$

$$R_s = R(3 - (2\pi f RC)^2).$$



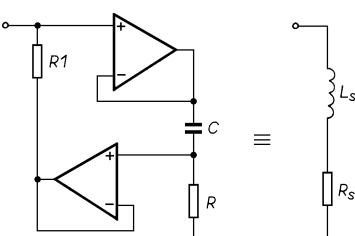
Obr. 35. Syntetický induktor s dvojitou větví zpětné vazby

Na zapojení je zajímavé, že zvolíme-li vhodné R a C , má induktor záporný sériový odpor R_s . To umožňuje (viz [10]) po doplnění rezonanční kapacity a vhodného tlumicího odporu velmi jednoduchou konstrukci oscilátorů s velmi nízkým kmitočtem. Zesílení A je vhodné volit v rozsahu $0,96 < A < 1,1$. Pro $A < 0,96$ je totiž $R_s > 0$ a pro $A > 1,1$ je L_s malá. Podobně jako u zapojení z obr. 32 je pro zesílení $A \neq 1$ výpočet L_s a R_s podstatně složitější a oba výsledné výrazy jsou závislé na kmitočtu.

Další zapojení syntetického induktoru je na obr. 36. Pro toto zapojení platí

$$L_s = R1CR,$$

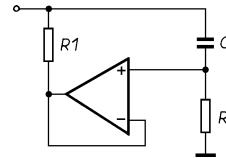
$$R_s = R1.$$



Obr. 36. Jiné zapojení syntetického induktoru

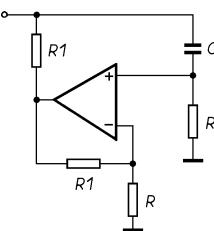
Toto zapojení má menší sériový odpor a induktor se může použít v obvodech,

v nichž je třeba dosáhnout většího Q . Varianta tohoto zapojení je na obr. 37, v němž je vypuštěn sledovač. Aby se vlastnosti obvodu příliš nezhošily, je nutné volit R mnohem větší než $R1$ ($R_p = R$).



Obr. 37. Varianta induktoru z obr. 36

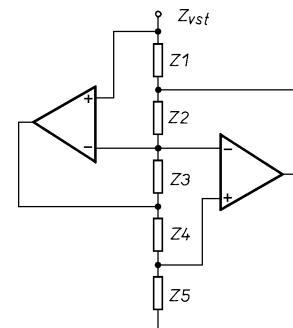
Další varianta obvodu z obr. 36 je na obr. 38. Zavedením zesílení $A > 1$ lze podstatně zmenšit ztrátový odpor R_s .



Obr. 38. Další varianta induktoru z obr. 36

Pro náročnější aplikace se většinou používá zapojení z obr. 39 [11]. Toto zapojení umožňuje realizovat impedanční invertoře a konvertoře. Pro vstupní impedanci obvodu platí vztah

$$Z_{vst} = \frac{Z1 \cdot Z3 \cdot Z5}{Z2 \cdot Z4}.$$



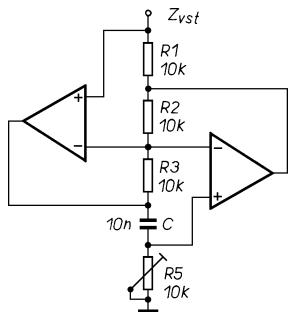
Obr. 39. Univerzální zapojení pro realizaci impedančních invertorů a konvertořů

Zvolíme-li za impedanci $Z4$ kondenzátor ($Z4 = \frac{1}{pC}$) a impedance $Z1, Z2, Z3$ a $Z5$ nahradíme rezistory s odpory $R1, R2, R3$ a $R5$ bude obvod pracovat jako gyrátor, který transformuje kapacitu C na vstup jako indukčnost L

$$L = \frac{R1R3R5}{R2} \cdot C.$$

Na toto zapojení jsou pozoruhodné dvě vlastnosti: ideální kapacita se transfor-

muje na vstup jako ideální indukčnost – obvod dosahuje velmi dobré jakosti a lze jej použít i jako přímou nahradu indukčnosti v příčkových filtroch LC . Další zajímavou vlastností je, že výslednou indukčnost lze přesně nastavit změnou některého z rezistorů – nejčastěji $R5$. Konkrétní zapojení syntetického induktoru s obvodem podle obr. 39 je na obr. 40.



Obr. 40. Praktické provedení syntetického induktoru nastavitelného od 0 do 1 H trimrem $R5$

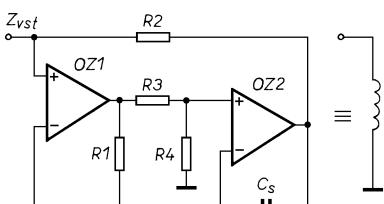
Jestliže budou v zapojení podle obr. 39 nahrazeny impedance $Z1$ a $Z3$ kapacitami ($C1 = C3$) a impedance $Z2$, $Z4$ a $Z5$ odpory, bude vstupní impedance obvodu

$$Z_{vst} = -\frac{1}{\omega^2} \cdot \frac{R5}{C^2 R2 R4}.$$

Obvod, jehož vstupní impedance vyhovuje tomuto vztahu, se nazývá „frekvenčně závislý negativní odpor“, „superkapacita“ nebo „dvojná kapacita“. Tento obvod lze velmi výhodně použít při syntéze bezindukčních ekvivalentů dolních propustí LC s příčkovou strukturou [11].

Bude-li v zapojení na obr. 39 kapacita na místě impedance $Z2$ (a ostatní impedance nahrazeny odpory), dostaneme syntetický induktor, jenž byl popsán např. v [12], [13] a [14]. Jeho jinak překreslené zapojení je na obr. 41. Jedná se opět o „bezzátrávový“ induktor podobně jako zapojení z obr. 40. Pro tento typ je udávána za předpokladu $R3 = R4$ indukčnost

$$L_s = C_s R1 R2.$$



Obr. 41. Syntetický induktor

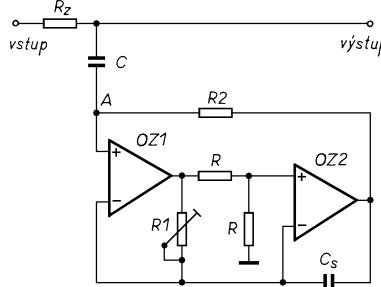
Jak je uvedeno v [12], je vhodné zálohovat $R3 = R4$, neboť jinak se mění nejen indukčnost, ale sériový odpor R_s , který pak není nulový. Pro $R4 > R3$ je $R_s < 0$ a pro $R4 < R3$ je $R_s > 0$. To může způsobit

buď nestabilitu zapojení nebo naopak nežádoucí zatlumení. Přesnou indukčnost lze nastavit nejlépe změnou odporu rezistoru $R1$.

Pásmová zádrž s tímto induktorem je na obr. 42. Rezonanční kmitočet a jakost obvodu lze vypočítat ze vzorců

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{R1 R2 C C_s}},$$

$$Q = \frac{\sqrt{R1 R2}}{R_z} \cdot \sqrt{\frac{C_s}{C}}.$$



Obr. 42. Pásmová zádrž se syntetickým induktorem

Při použití tohoto zapojení se v rezonanci nakmitá na induktoru poměrně značné napětí. Pro správnou funkci je však nutné, aby OZ pracovaly v lineární oblasti. Pak může být vstupní napětí (pro větší Q) jen desítky či stovky mV. Pro zapojení podle obr. 42 (sériový rezonanční obvod) můžeme vypočítat maximální vstupní napětí ze vztahu

$$U_i = U_{2\max} \frac{1}{2Q} \sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}},$$

kde $U_{2\max}$ je maximální střídavé napětí na výstupech operačních zesilovačů. Pro větší činitel jakosti Q je výraz pod odmocninou velmi blízký jedné a můžeme jej proto zanedbat.

Zapojení z obr. 42 můžeme použít také jako pásmovou propust, neboť se jedná o sériový rezonanční obvod a při rezonanci se na induktoru nakmitá značné napětí. Výstupní napětí můžeme sice odebrát z bodu A, ale následující obvody mohou zatlumit rezonanční obvod. Jako výstup signálu můžeme s výhodou použít výstup OZ1 nebo OZ2. Amplitudu napětí na výstupech OZ jsou shodné, avšak jsou fázově posunuty. Pro malou Q se maximum výstupního napětí mírně liší od rezonančního kmitočtu

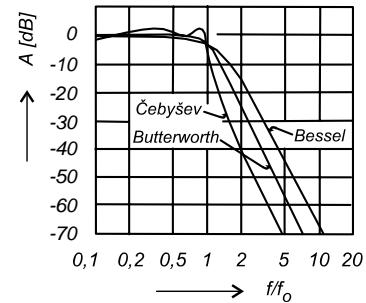
$$f_m = f_r \frac{1}{\sqrt{1 - \frac{1}{4Q^2}}}.$$

Pozorný čtenář si jistě všiml, že všechny popsané syntetické induktory měly jeden vývod uzemněný. Existují samozřejmě zapojení i pro induktory s oběma konci volnými. Gyrátor realizující takový induktor je však dosti složitý, pokud je sestaven z běžných součástek, proto jsou v těchto případech používány většinou gyrátry vyrobené jako speciální integrované obvody.

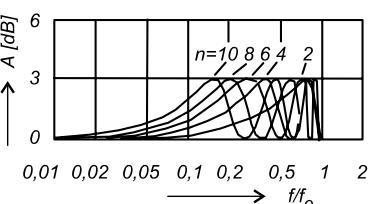
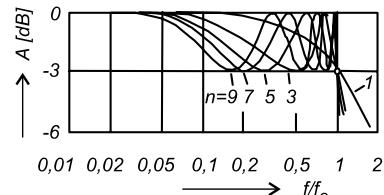
Aktivní filtry

S operačními zesilovači lze snadno realizovat nejrůznější typy filtrů. Filtry s operačními zesilovači jsou obvykle snázze realizovatelné než obdobné filtry pasivní. Počet součástek nebývá větší a naprostá většina z nich je navržena tak, že není třeba použít cívek. Problematika filtrů je však tak rozsáhlá, že zde mohu uvést jen nejzákladnější zapojení. Vážný zájemce o podrobnější výklad nechť vyhledá příslušnou literaturu, např. [15].

Filtry rozdělujeme podle kmitočtového pásmá, ve kterém propouštějí signály, na dolní propust (DP), horní propust (HP), pásmovou propust (PP) a pásmovou zádrž (PZ). Podle způsobu matematického výpočtu, z něhož pak lze odvodit zapojení a průběh kmitočtové a fázové charakteristiky, je dělíme na filtry s approximací podle Butterwortha, Bessela nebo Čebyševa.



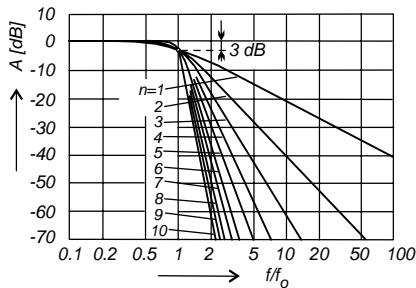
Obr. 43. Kmitočtové charakteristiky Besselových, Butterworthových a Čebyševových filtrů



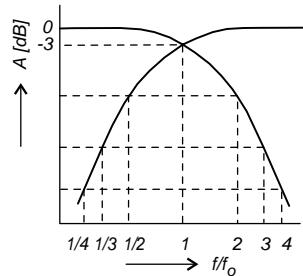
Obr. 44. Detail zvlnění kmitočtové charakteristiky Čebyševových filtrů lichého (a) a sudého (b) rádu

Rozdíly v kmitočtových charakteristikách jsou na obr. 43. Butterworthovy filtry mají na kmitočtu f_0 pokles 3 dB, Čebyševovy filtry mají strmější charakteristiku a zvlnění v propustném pásmu a Besselovy filtry mají sice méně strmý pokles, ale lineární fázovou charakteristiku.

U filtrů typu DP a HP je důležitý kmitočet, při kterém se zmenší přenos o 3 dB. Tento kmitočet bývá nejčastěji značen jako f_o , případně i f_m či f_c . Nad kmitočtem f_o se u DP zmenší přenos tím rychleji, čím je rád filtru vyšší – viz obr. 45. U filtrů typu HP je kmitočtová charakteristika proti DP zrcadlově otočená – viz obr. 46.

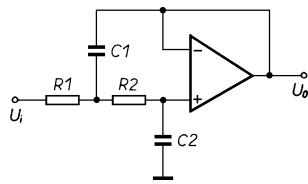


Obr. 45. Vliv řádu filtru na strmost kmitočtové charakteristiky (Butterworthova DP)

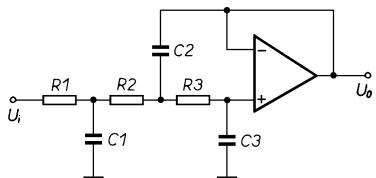


Obr. 46. Kmitočtová charakteristika dolní a horní propusti

Nejčastěji se používají jednoduché dolní a horní propusti druhého a třetího řádu s napěťovým sledovačem. Dolní propust druhého řádu je na obr. 47 a dolní propust třetího řádu je na obr. 48.



Obr. 47. Dolní propust druhého řádu



Obr. 48. Dolní propust třetího řádu

Za předpokladu, že $R1 = R2 = R$, resp. $R1 = R2 = R3 = R$, můžeme pro různé typy filtrů a zvolený kritický kmitočet f_o spočítat kapacity kondenzátorů podle vzorce

$$C1 = \frac{k1}{2\pi f_o R}, \quad C2 = \frac{k2}{2\pi f_o R}, \quad C3 = \frac{k3}{2\pi f_o R}.$$

Konstanty $k1$, $k2$ a $k3$ si pro příslušný typ a řád filtru vyhledejte v tab. 1 až 5. Vzhledem k velkému vstupnímu odporu OZ můžeme volit odpory rezistorů $R1$ a $R2$ velké, řádu desítek až stovek kiloohmů.

Filtry vyšších řádů jsou sestaveny kaskádním řazením obvodů z obr. 47 a 48.

Podobně můžeme navrhnut i horní propust, zaměníme-li kondenzátory s rezistory. Horní propust druhého řádu je na obr. 49 a horní propust třetího řádu na obr. 50.

Tab. 1. Konstanty pro výpočet Butterworthových filtrů 2. až 10. řádu (obr. 47, 48, 49 a 50)

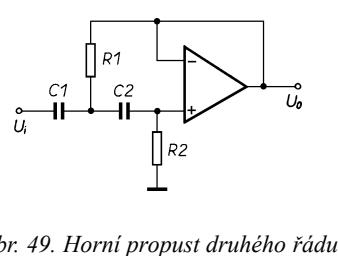
n	$k1$	$k2$	$k3$
2	1,414	0,7071	-
3	1,392	3,546	0,2024
4	1,082	0,9241	-
	2,613	0,3825	-
5	1,354	1,753	0,4214
	3,235	0,309	-
6	1,035	0,966	-
	1,414	0,7071	-
	3,863	0,2588	-
7	1,336	1,531	0,4885
	1,604	0,6235	-
	4,493	0,2225	-
8	1,02	0,9809	-
	1,202	0,8313	-
	1,8	0,5557	-
	5,125	0,195	-
9	1,327	1,455	0,517
	1,305	0,7661	-
	2	0,5	-
	5,758	0,1736	-
10	1,012	0,9874	-
	1,122	0,8908	-
	1,414	0,7071	-
	2,202	0,454	-
	6,39	0,1563	-

Tab. 3. Konstanty pro výpočet Čebyševových filtrů 2. až 10. řádu se zvlněním 0,5 dB (obr. 47, 48, 49 a 50)

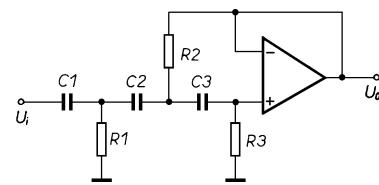
n	$k1$	$k2$	$k3$
2	1,95	0,6533	-
3	2,25	11,23	0,0895
4	2,582	1,3	-
	6,233	0,1802	-
5	3,317	6,842	0,3033
	9,462	0,1144	-
6	3,592	1,921	-
	4,907	0,3743	-
	13,4	0,07902	-
7	4,483	7,973	0,47
	6,446	0,2429	-
	18,07	0,05778	-
8	4,665	2,547	-
	5,502	0,5303	-
	8,237	0,1714	-
	23,45	0,04409	-
9	5,68	9,563	0,626
	6,697	0,3419	-
	10,26	0,1279	-
	29,54	0,03475	-
10	5,76	3,175	-
	6,383	0,6773	-
	8,048	0,2406	-
	12,53	0,09952	-
	36,36	0,0281	-

Tab. 2. Konstanty pro výpočet Čebyševových filtrů 2. až 10. řádu se zvlněním 0,1 dB (obr. 47, 48, 49 a 50)

n	$k1$	$k2$	$k3$
2	1,638	0,6955	-
3	1,825	6,653	0,1345
4	1,9	1,241	-
	4,592	0,241	-
5	2,52	4,446	0,3804
	6,81	0,158	-
6	2,553	1,776	-
	3,487	0,4917	-
	9,531	0,111	-
7	3,322	5,175	0,5693
	4,546	0,3331	-
	12,73	0,08194	-
8	3,27	2,323	-
	3,857	0,689	-
	5,773	0,2398	-
9	16,44	0,06292	-
	4,161	6,194	0,7483
	4,678	0,4655	-
10	7,17	0,1812	-
	20,64	0,0498	-
	4,011	2,877	-
	4,447	0,8756	-
	5,603	0,3353	-
	8,727	0,1419	-
	25,32	0,04037	-



Obr. 49. Horní propust druhého řádu



Obr. 50. Horní propust třetího řádu

Podobně jako u dolní propusti můžeme za předpokladu, že $C1 = C2 = C$, resp. $C1 = C2 = C3 = C$, spočítat pro zvolený kritický kmitočet f_o odpory rezistorů

$$R1 = \frac{1}{2\pi f_o C}, \quad R2 = \frac{1}{2\pi f_o C}, \quad R3 = \frac{1}{2\pi f_o C}.$$

Horní propusti vyšších řádů jsou sestaveny kaskádním řazením obvodů z obr. 49 a 50. Koeficienty $k1$ až $k3$ nalezneme opět v tab. 1 až 5.

Tab. 4. Konstanty pro výpočet Čebyševových filtrů 2. až 10. rádu se zvlněním 1 dB (obr. 47, 48, 49 a 50)

<i>n</i>	<i>k1</i>	<i>k2</i>	<i>k3</i>
2	1,95	0,6533	-
3	2,25	11,23	0,0895
4	2,582	1,3	-
	6,233	0,1802	-
5	3,317	6,842	0,3033
	9,462	0,1144	-
6	3,592	1,921	-
	4,907	0,3743	-
	13,4	0,07902	-
7	4,483	7,973	0,47
	6,446	0,2429	-
	18,07	0,05778	-
8	4,665	2,547	-
	5,502	0,5303	-
	8,237	0,1714	-
	23,45	0,04409	-
9	5,68	9,563	0,626
	6,697	0,3419	-
	10,26	0,1279	-
	29,54	0,03475	-
10	5,76	3,175	-
	6,383	0,6773	-
	8,048	0,2406	-
	12,53	0,09952	-
	36,36	0,0281	-

V některých případech nelze dolní propust podle obr. 47 nebo obr. 48 použít. Takovým případem může být filtr – dolní propust, zařazený na vstup přesného převodníku D/A. Na výstupu filtrů z obr. 47 nebo 48 je zpravidla malé stejnosměrné napětí způsobené vstupní napěťovou nesymetrií použitých operačních zesilovačů, které se může navíc časem měnit. Zajímavé řešení dolní propusti bylo uveřejněno v [16], kde byla popsána propust druhého až desátého rádu. Jedná se o nekaskádní filtr, jehož základem je selektivní dvojpól (jednobran). Operační zesilovač je od vstupu a výstupu galvanicky izolován vazebními kapacitami. Vstupní proudová a napěťová nesymetrie se pak nemusí kompenzovat, protože případně malé stejnosměrné napětí na výstupu OZ se na funkci filtru nijak neprojeví. Pro amatérskou realizaci je zajímavá dolní propust druhého a třetího rádu, realizovatelná s jedním OZ.

Dolní propust druhého rádu je na obr. 51. Zvolíme-li $C1 = C2 = C$, lze pro různé typy filtrů – viz tab. 1 – spočítat $R0$ a $R1$ podle vztahů

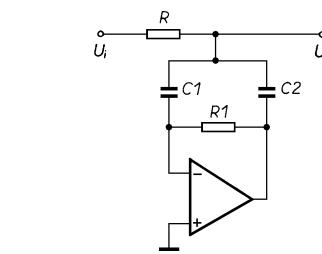
$$R0 = \frac{b_{21}}{2C\omega_m},$$

$$R1 = \frac{2b_{22}}{b_{21}C\omega_m},$$

kde $\omega_m = 2\pi f_m$.

Tab. 5. Konstanty pro výpočet Besselových filtrů 2. až 10. rádu (obr. 47, 48, 49 a 50)

<i>n</i>	<i>k1</i>	<i>k2</i>	<i>k3</i>
2	0,9066	0,68	-
3	0,988	1,423	0,2538
4	0,7351	0,6746	-
	1,012	0,39	-
5	0,8712	1,01	0,3095
	1,041	0,31	-
6	0,6352	0,61	-
	0,7225	0,4835	-
	1,073	0,2561	-
7	0,7792	0,8532	0,3027
	0,725	0,4151	-
	1,1	0,2164	-
8	0,5673	0,554	-
	0,609	0,4861	-
	0,7257	0,359	-
	1,116	0,1857	-
9	0,707	0,7564	0,2851
	0,6048	0,4352	-
	0,7307	0,3157	-
	1,137	0,1628	-
10	0,5172	0,5092	-
	0,5412	0,4682	-
	0,6	0,3896	-
	0,7326	0,2792	-
	1,151	0,1437	-



Obr. 51. Dolní propust druhého rádu s galvanicky odděleným operačním zesilovačem

Podobně na obr. 52 je dolní propust třetího rádu. Zvolíme-li $C1 = C2 = C3 = C$, můžeme realizovat filtr jen s approximací podle Butterwortha nebo Bessela. Odporu rezistorů pak budou

$$R0 = \frac{b_{31}}{2C\omega_m},$$

$$R1, R2 = \frac{b_{32} \pm \sqrt{b_{32}^2 - 2b_{31}b_{33}}}{b_{31}C\omega_m}.$$

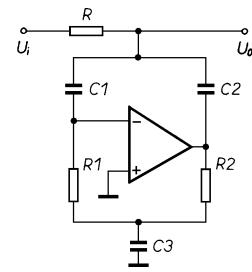
Dvě řešení kvadratické rovnice představují vzájemně zaměnitelné odpory rezistorů R1 a R2.

Naopak, zvolíme-li všechny rezistory se shodným odporem $R0 = R1 = R2 = R$, můžeme pro filtr použít všechny typy approximací. Kapacity kondenzátorů pak budou

$$C1, C2 = \frac{b_{31} \pm \sqrt{b_{31}^2 - 2b_{32}}}{2R\omega_m},$$

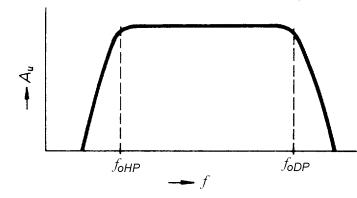
$$C3 = \frac{b_{33}}{b_{32}R\omega_m}.$$

Je-li to možné, je výhodnější volit výpočet se shodnými kapacitami, neboť použijeme-li odpovádce trimry, lze odpory snadno nastavit.



Obr. 52. Dolní propust třetího rádu s galvanicky odděleným operačním zesilovačem

Dalším typem aktivních filtrů jsou pásmové propusti. Pásmovou propust můžeme realizovat kaskádním spojením dolní a horní propusti. Pak má kmitočtovou charakteristiku zpravidla podle obr. 53. Taková propust může být použita např. v rádiových pojítkách nebo telefonech k omezení kmitočtů hovorových signálů.

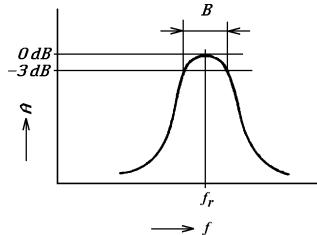


Obr. 53. Kmitočtová charakteristika širokopásmové propusti

Tab. 6. Konstanty pro výpočet dolních propustí z obr. 51 a 52

koeficient	Bessel	Butterw.	Čebyšev pro zvlnění			
			0,5 dB	1 dB	2 dB	3 dB
b21	1,3617	1,41421	1,3614	1,3022	1,1813	1,065
b22	0,618	1	1,3827	1,5515	1,7775	1,9305
b31	1,7556	2	2,5038	2,7598	3,2294	3,7055
b32	1,23289	2	2,38618	2,41143	2,40734	2,38442
b33	0,36076	1	2,22346	2,67135	3,36936	3,99373

Jinak jsou řešeny pásmové propusti určené k výběru signálů v relativně úzkém kmitočtovém pásmu. Kmitočtová charakteristika těchto propustí (obr. 54) je velmi podobná kmitočtové charakteristice rezonančních obvodů. Kromě rezonančního kmitočtu f_r nás zpravidla zajímá ještě šířka pásma B pro pokles 3 dB, a někdy také šířka pásma pro jiný útlum, např. pro 20 či 40 dB.



Obr. 54. Kmitočtová charakteristika úzkopásmové propusti

Nejčastěji se používá jednoduchá pásmová propust podle obr. 55. Zapojení je vhodné pro propusti s činitelem jakosti menším než 20. Zavedeme-li

$$R = \frac{R1R2}{R1 + R2},$$

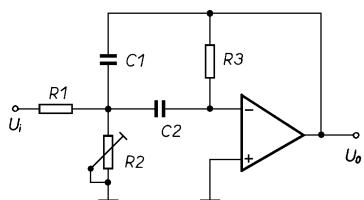
spočítáme rezonanční kmitočet f_r a šířku pásma B

$$f_r = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R \cdot R3}},$$

$$B = \frac{1}{\pi R3C}, \text{ resp. } Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R3}{R}}.$$

Zesílení propusti na rezonančním kmitočtu je

$$A = \frac{R3}{2R1}.$$



Obr. 55. Pásmová propust (Q < 20)

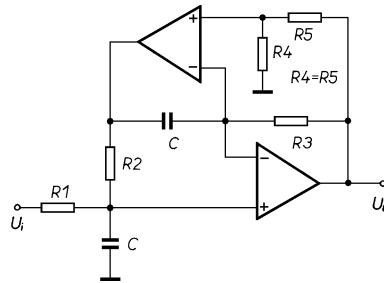
Ze vzorců je patrné, že propust lze snadno ladit změnou odporu rezistoru (trimru) $R2$ nezávisle na šířce pásma a zesílení.

Pásmovou propust s větším činitelem jakosti můžeme zkonstruovat za použití gyrátoru. Zapojení takové propusti s rezonančním obvodem se syntetickou indukčností je na obr. 56. V uvedeném zapojení lze dosáhnout činitele jakosti Q až 150. Zvolíme-li kapacitu C a rezonanční kmitočet f_r můžeme spočítat

$$R = \frac{1}{2\pi f_r C},$$

$$R1 = QR,$$

$$R2 = R3 = R.$$

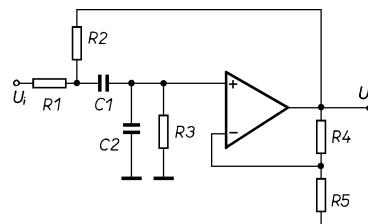


Obr. 56. Pásmová propust s gyrátorem (Q < 150)

Zesílení pásmové propusti na rezonančním kmitočtu A_{fr} je rovno dvěma. Změnou odporu $R2$ lze přesně nastavit rezonanční kmitočet a změnou $R1$ jakost obvodu. Kapacity kondenzátorů je vhodné volit tak, aby odpory R ($R2, R3$) byly rádu jednotek až desítek $k\Omega$. Na odporech rezistorů $R4$ a $R5$ nezáleží, volíme je taktéž v rozsahu 1 až 100 $k\Omega$. Příliš malé odpory by totiž neúměrně zatěžovaly výstupy OZ, příliš velké mohou zhoršit stabilitu zapojení.

Jiná pásmová propust je na obr. 57. Nedosahuje sice velkého činitele jakosti Q (<10), zato má poměrně velké zesílení. Pro tuto propust jsem nalezl jen zjednodušené vzorce [18], [3]. Za předpokladu $R1 = R2 = R3 = R$ a $C1 = C2 = C$ vypočteme pro zvolený „rezonanční“ kmitočet f_r a zvolenou kapacitu C

$$R = \frac{0,225}{f_r C}.$$



Obr. 57. Jiná pásmová propust (Q < 10)

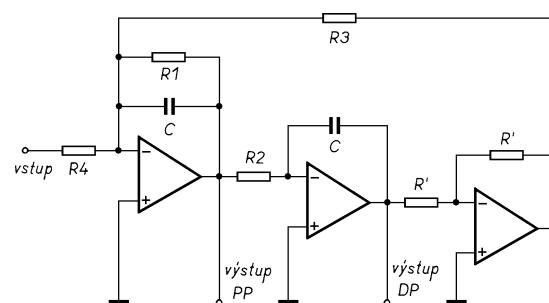
Zesílení na rezonančním kmitočtu je závislé na činitele jakosti

$$A_{fr} = 3,5Q - 1.$$

Podle požadovaného činitele jakosti (zesílení) pak vypočteme

$$R4 = A_{fr}R,$$

$$R5 = \frac{A_{fr}R}{A_{fr} - 1}.$$



Obr. 59. Bikvadratická pásmová propust (Q < 200)

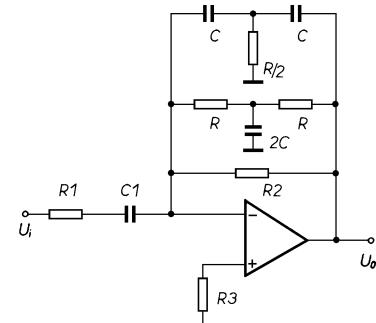
Ke konstrukci pásmových propustí lze využít i známý dvojitý článek T. Aktivní pásmová propust s tímto článkem je na obr. 58. Největší zesílení je na kmitočtu

$$f_r = \frac{1}{2\pi RC}.$$

Na kmitočtu f_r lze za předpokladu ideálního dvojitého článku T dosáhnout zesílení

$$A_{fr} = \frac{R2}{R1}.$$

Kondenzátor $C1$ odděluje stejnosměrnou složku signálu, odpor $R3$ volíme v případě potřeby tak, aby byl potlačen vliv vstupního proudu OZ. Použijeme-li OZ s tranzistory řízenými polem ve vstupních obvodech, nebo nevadí-li malé stejnosměrné napětí na výstupu, lze $R3$ nahradit zkratem.



Obr. 58. Pásmová propust s dvojitým článkem T

Činitele jakosti až 200 lze dosáhnout použitím filtru s bikvadratickou přenosovou funkcií. Obvodové řešení filtru je na obr. 59. Rezonanční kmitočet vypočteme

$$f_r = \frac{1}{2\pi C \sqrt{R2 R3}}.$$

Šířka přenášeného pásma pro pokles 3 dB

$$B = \frac{1}{2\pi R1 C}.$$

Častěji nás zajímá výpočet filtru pro zvolený rezonanční kmitočet f_r , činitel jakosti Q a zesílení při rezonanci A_r

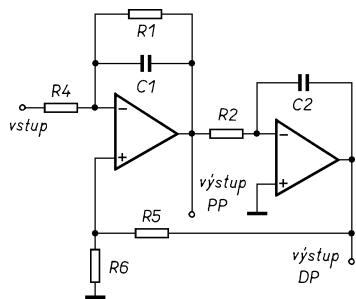
$$R1 = \frac{Q}{2\pi f_r C},$$

$$R2 = R3 = \frac{R1}{Q},$$

$$R4 = \frac{R1}{A_r}.$$

Obvod na obr. 59 má dva výstupy, neboť jej lze použít jako pásmovou nebo dolní propust 2. řádu. Postup výpočtu dolní propusti je však odlišný a vyžaduje znalost rozložení pólů přenosové funkce.

Pásmovou propust z obr. 59 lze zjednodušit zavedením zpětné vazby do neinvertujícího vstupu prvního OZ. Zapojení takové propusti je na obr. 60.

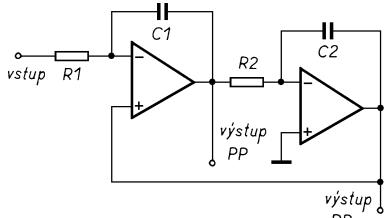


Obr. 60. Zjednodušená propust z obr. 59

Propust z obr. 60 lze dále zjednodušit, zvolíme-li $R5 = 0$ a $R1, R6 = \infty$. Popis této úpravy lze nalézt v [17], kde je i odkaz na původní pramen. Tako zjednodušená pásmová propust je na obr. 61. Pro požadovaný rezonanční kmitočet f_r a činitel jakosti Q spočítáme

$$R1 = \frac{1}{2\pi f_r C1 Q},$$

$$R2 = \frac{Q}{2\pi f_r C2}.$$



Obr. 61. Pásmová propust s minimálním počtem pasivních prvků

Kapacity kondenzátorů opět zvolíme tak, aby odpory rezistorů byly řádu jednotek až desítek $\text{k}\Omega$. Například pro filtr s rezonančním kmitočtem 750 Hz a činitelem jakosti 15 bude $C1 = 1 \text{ nF}$, $C2 = 100 \text{ nF}$, $R1 = 14,1 \text{ k}\Omega$ a $R2 = 31,8 \text{ k}\Omega$.

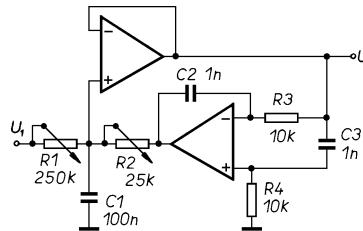
Na obr. 62 je ještě jeden typ pásmové propusti. Potenciometry lze nezávisle nastavit šířku pásmá (P1) a rezonanční kmitočet (P2). Za předpokladu, že $C2 = C3$ a $R3 = R4$, je rezonanční kmitočet f_r

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{R2R3C1C2}},$$

a šířka pásmá B

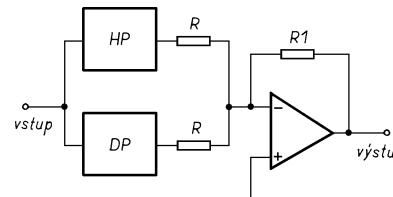
$$B = \frac{1}{2\pi R1 C1}.$$

Se součástkami uvedenými ve schématu lze propust ladit od 1 do 10 kHz.



Obr. 62. Laditelná pásmová propust

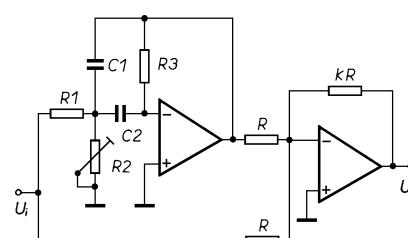
Dalším typem filtrů jsou pásmové zádrže. Podobně jako u pásmových propustí můžeme zádrže rozdělit na širokopásmové a úzkopásmové. Širokopásmové zádrže jsou zpravidla opět konstruovány jako kombinace dolní a horní propusti. Zpracovávaný signál je současně přiveden na vstup dolní i horní propusti. Na výstupu propusti je zapojen součetový člen. Signály kmitočtového pásmá, které neprojdou ani dolní, ani horní propustí jsou na výstupu filtrovány. Blokové schéma takové pásmové zádrže je na obr. 63.



Obr. 63. Širokopásmová zádrž

Odlišným způsobem se konstruují úzkopásmové zádrže, určené pro potlačení signálu jednoho kmitočtu, resp. signálů v úzkém kmitočtovém pásmu. Dvě úzkopásmové zádrže využívající rezonanční obvod se syntetickým induktorem byly již uvedeny na obr. 34 a obr. 42.

Další možnost konstrukce pásmové zádrže nabízí pásmová propust. Jedno z možných zapojení, využívající pásmovou propust z obr. 55, je na obr. 64. Aby byl signál na rezonančním kmitočtu co nejvíce potlačen, je třeba zvolit zesílení pásmové propusti tak, aby na rezonančním kmitočtu měla přenos $A_r = -1$. To je splněno, bude-li $R3 = 2 \cdot R1$. Zesílení zádrže je určeno rezistorem ve zpětné vazbě druhého OZ, a na kmitočtech dostatečně vzdálených od f_r je rovno k .



Obr. 64. Pásmová zádrž s pásmovou propustí

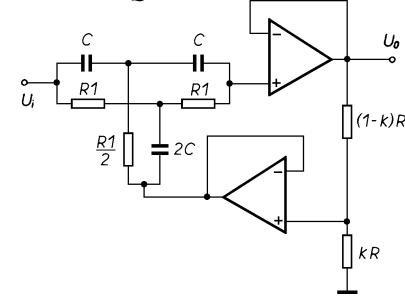
Jiné typy pásmových zádrží používají dvojitý článek T. Tento článek RC má však sám o sobě činitel jakosti Q jen $1/4$, a tak je potřebného činitela jakosti pásmové zádrže dosaženo zavedením kladné zpětné vazby. Základní zapojení zádrže s článkem dvojité T je na obr. 65. Zvolíme-li kapaci-

tu C a kmitočet největšího útlumu f_o , vyčteme odpor $R1$

$$R1 = \frac{1}{2\pi f_o C}.$$

Pro zvolený činitel jakosti Q určíme velikost k zpětné vazby

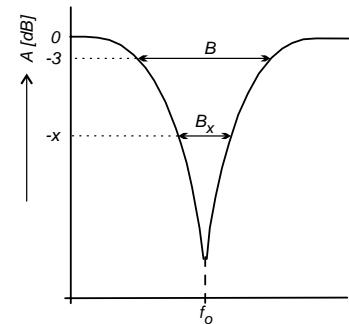
$$k = 1 - \frac{1}{4Q}.$$



Obr. 65. Pásmová zádrž s článkem dvojité T

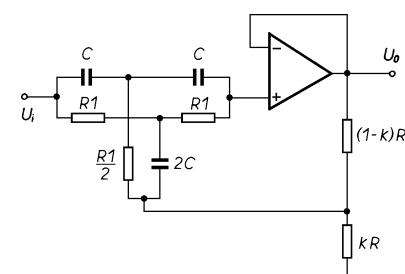
Šířka pásmá B pro útlum 3 dB je pro mnoho aplikací pásmových zádrží málo zajímavá. Zpravidla potřebujeme vědět šířku pásmá pro jiný (větší) útlum – viz obr. 66. Typickým případem může být třeba filtr brumu (pásmová zádrž 50 Hz), kde si např. zvolíme požadavek, že brum má být potlačen minimálně o 40 dB i při změnách síťového kmitočtu od 49,5 do 50,5 Hz. U pásmové zádrže z obr. 65 můžeme spočítat útlum A_x pro zvolenou šířku pásmá B_x podle vzorce

$$A_x = 10 \log \left[1 + \left(\frac{B}{B_x} \right)^2 \right]$$



Obr. 66. Šířka pásmá pásmové zádrže

Pásmovou zádrž z obr. 65 můžeme zjednodušit na zapojení podle obr. 67. Je to možné, protože velikost k zpětné vazby se většinou stejně volí blízko 1 a vnitřní odpor děliče je malý. Toto zapojení lze použít, pokud $R1 \gg (1-k) \cdot R$.



Obr. 67. Zjednodušená pásmová zádrž s článkem dvojité T

Odlišně je zapojena pásmová zádrž na obr. 68. Pro tuto zádrž jsou v [18] a [3] uvedeny jen zjednodušené vzorce, navíc se stejnými nepřesnostmi. Pro zvolený kmitočet f_o a kapacitu C spočítáme

$$R = \frac{0,28}{f_o C}.$$

Velikosti zpětné vazby je určen činitel jakosti. Určité vodítko může poskytnout graf na obr. 69. Zpětná vazba je určena děličem R_1, R_2

$$k = \frac{R_2}{R_1 + R_2}.$$

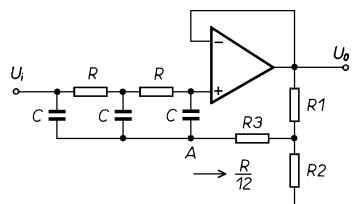
Stanovíme-li zpětnou vazbu k a zvolíme-li odpor R_2 , spočítáme

$$R_1 = \frac{k-1}{k} R_2.$$

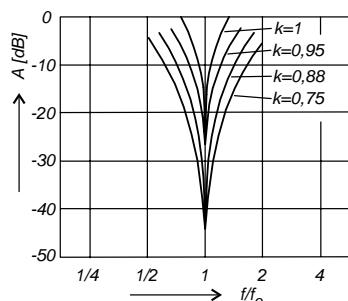
Nakonec spočítáme odpor rezistoru R_3 tak, aby dělič zajišťující zpětnou vazbu měl v bodě A odpor jedné dvanáctiny R

$$R_3 = \frac{R}{12} - \frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}.$$

Pokud vyjde odpor rezistoru R_3 záporný, mají rezistory děliče příliš velký odpor. Zvolíme rezistory s menším odporem a výpočet zopakujeme. Součet $R_1 + R_2$ by přitom měl být nejméně 1 k Ω , aby výstup OZ nebyl nadměrně zatížen.

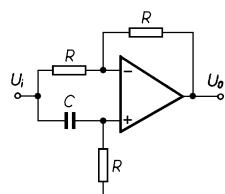


Obr. 68. Pásmová zádrž s příčkovým článkem RC

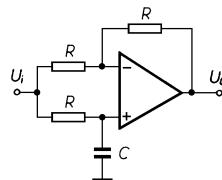


Obr. 69. Kmitočtová charakteristika pásmové zádrže z obr. 67

K aktivním filtrům jsou často také řazeny obvody zajišťující posuv fáze. Jednoduchý obvod pro posuv fáze signálu je na obr. 70 a 71. Zatímco obvod na obr. 70 posouvá fázi od -180° do 0, obvod z obr. 71 posouvá fázi od 0 do 180° .



Obr. 70. Obvod pro posuv fáze -180° až 0

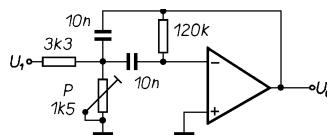


Obr. 71. Obvod pro posuv fáze 0 až -180°

Na kmitočtu $f_o = \frac{1}{2\pi RC}$ je v obou případech fázový posuv -90° . Napěťové zesílení je v celém rozsahu rovno jedné.

Na závěr této kapitoly uvedu několik praktických zapojení aktivních filtrů.

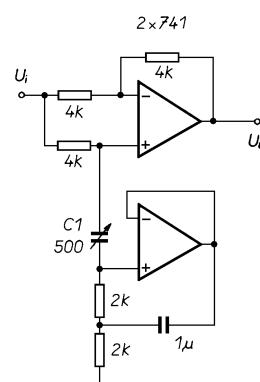
Pásmovou propust na obr. 72 lze přelaďit v rozsahu od 1,5 do 3 kHz. Napěťový zisk při rezonanci je asi 25 dB. Šířka pásmma B zůstává i při přelaďování konstantní a je 260 Hz.



Obr. 72. Laditelná pásmová propust

Pásmová propust na obr. 73 je přelaďitelná dvojitým potenciometrem od 150 do 1500 Hz a činitel jakosti $Q = 30$ zůstává prakticky stejný v celém rozsahu přelaďení.

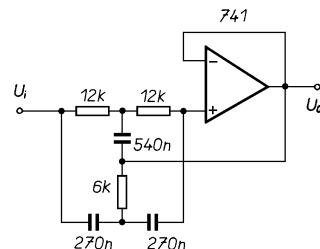
Pásmová zádrž na obr. 74 je praktickým provedením zádrže z obr. 34. Zádrž se ladí změnou kapacity kondenzátoru C_1 v rozsahu 3,5 až 8 kHz. Šířka pásmma pro pokles 3 dB je asi 110 Hz.



Obr. 73. Laditelná pásmová zádrž

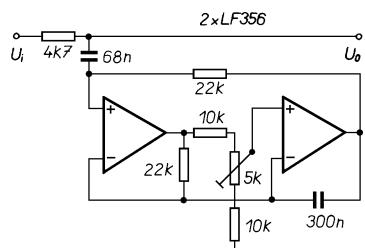
Pásmová zádrž – filtr brumu s dvojitým článkem T je na obr. 75. S uvedenými součástkami je však kritický kmitočet zádrže jen 49,12 Hz. Pokud budou kapacity kondenzátorů přesně podle schématu, lze

filtr doladit připojením rezistorů s odporem 680 k Ω paralelně k rezistorům 12 k Ω a rezistoru 330 k Ω paralelně k 6 k Ω . V zapojení také chybí dělič zmenšující zesílení. Autor zřejmě předpokládá zmenšení jakosti filtru vlivem tolerance součástek.



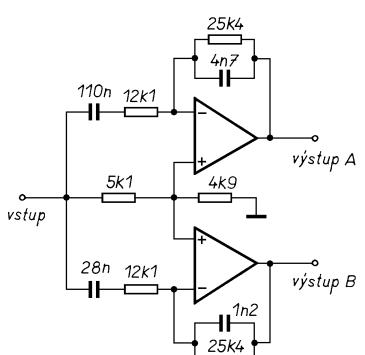
Obr. 75. Pásmová zádrž 50 Hz

Jiný typ filtru brumu – pásmová zádrž s gyrátorem je na obr. 76. Kmitočet zádrže můžeme přesně doladit odporovým trimrem. Otáčením trimru se však v tomto zapojení mění nejenom indukčnost gyrátoru, ale i velikost sériového odporu, který může být i záporný. Pokud však není výstup zádrže připojen k velmi malé impedanci, nestabilita obvodu nehrozí.

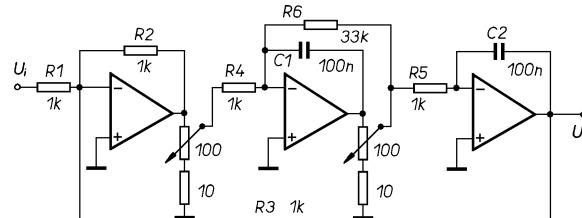


Obr. 76. Pásmová zádrž 50 Hz s gyrátorem

Na obr. 77 je zapojení nízkofrekvenčního fázovacího článku, použitelného např. v modulátorech SSB. Na výstupech je napětí fázově posunuto o 90° . Chyba fázového posunu je v pásmu 250 až 2500 Hz nejvýše $\pm 1,08^\circ$.



Obr. 77. Nízkofrekvenční fázovací článek



Obr. 70. Přelaďitelná pásmová propust s konstantním Q

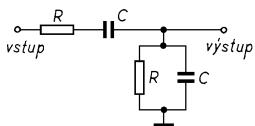
Oscilátory harmonických signálů

Generátor signálu s harmonickým (sinusovým) průběhem výstupního napětí lze zkonstruovat mnoha způsoby. Pokud však potřebujeme dosáhnout velmi malého zkreslení výstupního signálu, je stále nejvhodnější použít některý „klasický“ oscilátor RC . S takovým oscilátorem můžeme snadno dosáhnout zkreslení výstupního napětí řádu setin až tisícin procenta, zatímco generátory využívající tvarování signálu s trojúhelníkovým průběhem na sinusový, nedosahují i při pečlivém nastavení zkreslení lepšího než několik desetin procenta.

Nejčastěji se v oscilátořích používá Wienův člen (obr. 78). Největší přenos ($A = 1/3$) má tento člen na kmitočtu

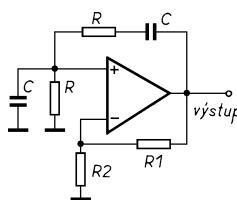
$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC},$$

na kmitočtech nižších nebo vyšších se přenos zmenšuje. Na kmitočtu f_0 je také výstupní signál ve fázi se vstupním signálem.



Obr. 78. Wienův člen

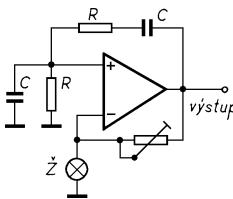
Na obr. 79 je základní zapojení oscilátoru s Wienovým členem, používající jako aktivní prvek operační zesilovač. Wienův člen je zapojen ve věti kladné zpětné vazby OZ, ve věti záporné zpětné vazby rezistory R_1 a R_2 nastavují zesílení blízké $A = 3$. Zesílení OZ tak vlastně kompenzuje útlum Wienova členu na kmitočtu f_0 .



Obr. 79. Oscilátor s Wienovým členem

Zesílení musí být nastaveno velmi přesně – je-li jen nepatrně menší, oscilátor se nerozkmitá, je-li větší, je výstupní signál značně zkreslen. Z této důvodu se navrhuje zpětná vazba tak, aby byla závislá na velikosti signálu. Je-li signál malý (nebo žádný), zvětší se zesílení OZ a amplituda kmitů se zvětší. Naopak, pokud je výstupní signál příliš velký, zesílení se zmenší. Historicky asi nejstarší je stabilizace amplitudy oscilátoru žárovkou (obr. 79). Odpor žárovky je značně závislý na teplotě jejího vlákná, potažmo na velikosti proudu procházejícího žárovkou. U běžných žárovek je poměr odporů za studena a při jmenovitém proudu asi 1:8. Například běžná žárovka 6 V/50 mA má za studena odpor vlákná jen 13,5 Ω . Změna odporu vlákná je přitom nejvýraznější v oblasti malých proudů, kdy vlákná žá-

rovky ještě viditelně než hne. Je-li v zapojení podle obr. 79 výstupní signál příliš velký, ohřeje se procházejícím proudem více vlákná žárovky a zesílení se zmenší.

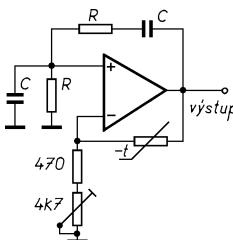


Obr. 79. Oscilátor s Wienovým členem a se stabilizací amplitudy žárovkou

Toto zapojení není vůbec tak ideální, jak na první pohled vypadá. Běžně jsou dostupné žárovky se jmenovitým nejmenším proudem 50 mA. Operační zesilovače však mají výstupní proud omezen na 15 až 20 mA. I když žárovkou teče jen zlomek jmenovitého proudu, pracuje OZ zpravidla na mezičí svých možností a výstupní signál může být zkreslen. Některé starší OZ sice omezení výstupního proudu nemají, avšak jejich ostatní vlastnosti vylučují jejich použití v kvalitních zařízeních – např. OZ řady MAA501 mají sice výstupní proud až 70 mA, ale také velké zkreslení.

Při nízkých kmitočtech je také teplána setrvačnost vlákná žárovky již tak malá, že se odpor žárovky mění i během jedné periody a zvětšuje se tak zkreslení signálu.

Jiný způsob stabilizace amplitudy používá termistor NTC. Zapojení oscilátoru se stabilizací amplitudy termistorem je na obr. 80. Termistor prochází proudem, jehož velikost je úměrná amplitudě výstupního signálu. Termistor se procházejícím proudem ohřívá a mění svůj odpor. Zvětší-li se amplituda výstupního signálu, termistor se více ohřeje, jeho odpor se zmenší a zmenší se zesílení OZ. V zapojení je třeba použít velmi malé termistory. Vhodné jsou perličkové termistory, nejvhodnější jsou nepřímo žhavené termistory ve skleněných vzduchoprázných baňkách (které ze všechno nejvíce připomínají elektroniku).

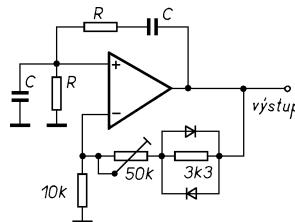


Obr. 80. Oscilátor s Wienovým členem a se stabilizací amplitudy termistorem

Ani tento způsob stabilizace není dokonalý. Teplána setrvačnost termistoru je sice podstatně větší a nehrází tak zkreslení na nízkých kmitočtech, avšak pracovní teplota termistoru je mnohem menší než vlákná žárovky. Termistor je mnohem více ovlivňován okolní teplotou a amplituda výstupního signálu je na okolní teplotě značně závislá.

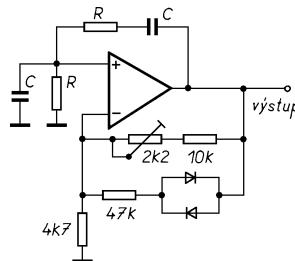
Ke stabilizaci amplitudy výstupního signálu lze použít i různé nelineární prvky, nejčastěji se používají polovodičové diody. Obvod zajišťující stabilizaci amplitudy

musí být navržen tak, aby vliv nelineárních prvků na oscilátor byl co nejmenší. V opačném případě tyto nelineární prvky zvětšují zkreslení výstupního signálu. Dvě možná zapojení jsou na obr. 81 a 82.



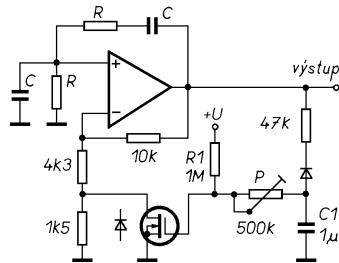
Obr. 81. Oscilátor s Wienovým členem a se stabilizací amplitudy diodami

Protože zapojení je navrženo tak, aby vliv diod na zesílení OZ byl malý (z důvodu malého zkreslení signálu), je malý i rozsah regulace amplitudy signálu. Proto je tento způsob stabilizace amplitudy vhodný jen pro pevně nastavené oscilátory. Pro přeladitelné oscilátory, v nichž např. nesouběžně dvojitěho potenciometru může způsobit značné odchyly od ideálního Wienova členu, se stabilizace amplitudy diodami nehodí.



Obr. 82. Jiný oscilátor se stabilizací amplitudy diodami

Stabilizovat amplitudu v přeladitelných oscilátořích můžeme pouze s prvky umožňujícími velký rozsah regulace. Dnes se jeví nejvhodnější použít buď tranzistor řízený polem nebo fotorezistor. Jinou možností je použít speciální obvody s možností řídit zesílení vnějším signálem. Oscilátor se stabilizací amplitudy tranzistorem je na obr. 83.



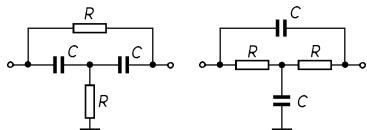
Obr. 83. Oscilátor s Wienovým členem a se stabilizací amplitudy tranzistorem MOS

Použitý tranzistor typu VMOS (např. BS170) má při nulovém napětí na řídící elektrode G prakticky nekonečný odpor. Zvětšujeme-li napětí na G, začne se při napětí asi 1 V tranzistor otevřívat a vodivost kanálu D-S se zvětší. V zapojení na obr. 83 je tranzistor otevřívaný kladným napětím přes rezistor R1. Zvětší-li se amplituda výstupního signálu, bude na kondenzátoru

C1 větší záporné napětí a napětí na G tranzistoru se zmenší. Tranzistor se přivře a zesílení se zmenší. Odpovědovým trimrem nastavíme požadovanou amplitudu výstupního napětí. Napětí $+U$ by mělo být stabilizované a větší než je prahové napětí tranzistoru.

Tranzistor BS170 má ve své vnitřní struktuře antiparalelní diodu (je naznačena na schématu). Proto je nutné, aby na tranzistoru bylo střídavé efektivní napětí nejvýše 300 mV.

Někdy se v oscilátořech RC používá přemostěný článek T. Na rozdíl od Wienova členu je přenos přemostěného článku T blízký jedné na všech kmitočtech, kromě kmitočtu f_0 , kdy je přenos menší. Přemostěný článek T může být ve dvou variantách (obr. 84) a bývá zapojen ve větvi záporné zpětné vazby.

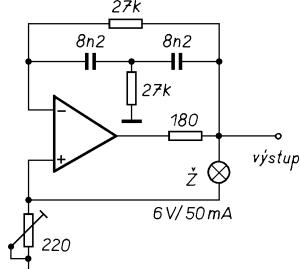


Obr. 84. Přemostěný článek T

Oscilátor s přemostěným článkem T a se stabilizací amplitudy žárovkou je na obr. 85. Kmitočet oscilací

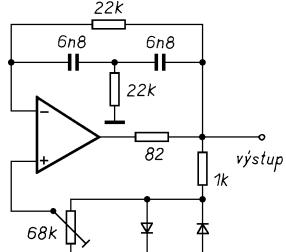
$$f_o = \frac{1}{2\pi R C}$$

je v tomto případě asi 718 Hz.

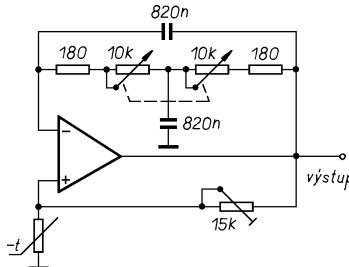


Obr. 8R Oscilátor s přemostěným
článkem T a se stabilizací amplitudy
žárovkou

Další zapojení oscilátorů jsou na obr. 86 a 87. Na obr. 86 je oscilátor se stabilizací amplitudy výstupního signálu diodami a na obr. 87 oscilátor přeladitelný v rozsahu od 20 do 1000 Hz se stabilizací amplitudy termistorem. Doplníme-li zapojení přepínačem, který bude přepínat různé kondenzátory (nejlépe v poměru kapacit 1:10), můžeme pak volit i jiné kmitočtové rozsahy.

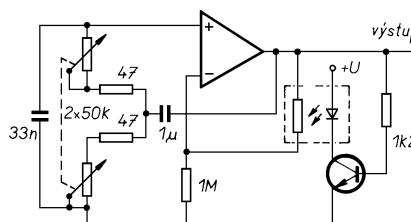


Obr. 86. Oscilátor s přemostěným článkem T a se stabilizací amplitudy diodami (f_0 asi 1 kHz)



Obr. 87. Oscilátor přeladitelný v rozsahu od 20 do 1000 Hz se stabilizací amplitudy termistorem

Jiná varianta oscilátoru s přemostěným článkem T byla popsána v [19]. Na obr. 88 je zapojení oscilátoru s možností přeladění v rozsahu od 20 Hz do 20 kHz. Ke stabilizaci amplitudy výstupního signálu je použit fotorezistor. Zvětší-li se amplituda výstupního signálu, zvětší se proud tekoucí LED, a na fotorezistor dopadne více světla. Odpor fotorezistoru se zmenší a zmenší se i zesílení OZ. Fotorezistor má značnou setrvačnost a tak není třeba proud tekoucí LED nijak filtrovat. Stabilizace amplitudy je velmi účinná a oscilátor pracuje správně i při značném nesouběhu ladícího potenciometru.



Obr. 87. Oscilátor se širokým přeladěním
(20 Hz až 20 kHz)

Praktické zapojení nízkofrekvenčního generátoru RC je na obr. 88. Zapojení je převzato z [20]. Tento generátor jsem zvolil proto, že jej lze sestavit ze snadno dostupných a levných součástek. Generátor lze přeladit od 20 Hz do 20 kHz ve třech rozsazích (20 až 200 Hz, 200 Hz až 2 kHz a 2 až 20 kHz). Jak uvádí autor, zkreslení výstupního signálu je velmi malé – 0,01 % při kmitočtu 1 kHz a 0,03 % při kmitočtu

20 kHz. Zapojení má i výbornou stabilitu amplitudy výstupního signálu – v celém rozsahu přeladění se amplituda mění o méně než 0,1 dB.

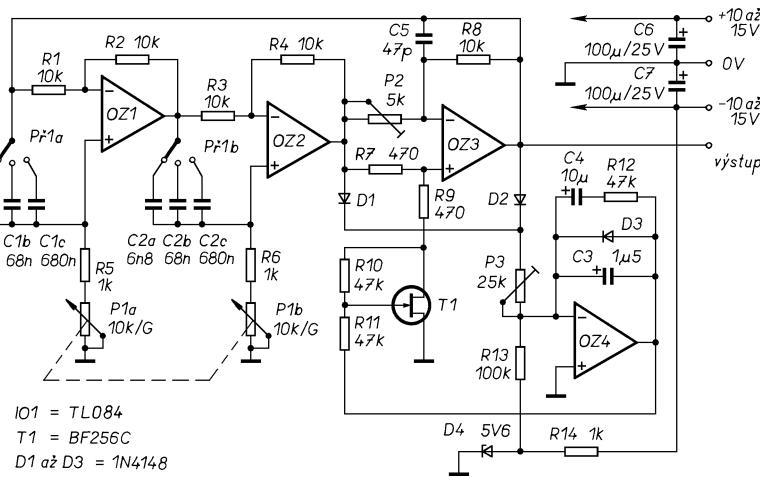
Oscilátor pracuje na jiném principu než ty, které jsem dosud uvedl. Zpětná vazba je uzavřena přes dva fázovací články a invertující zesilovač s nastavitelným zesílením. Aby se oscilátor rozmítil, musí být fázový posuv signálu ve zpětné vazbě právě 0, resp. 360° . To je splněno tehdy, když je na každém fázovacím článku posuv 90° (dohromady 180°), neboť o zbylých 180° se postará invertující zesilovač. Potenciometrem P1 lze generátor přelaďovat, protože změnou odporu P1 se mění kmitočet, při kterém je splněna podmínka pro vznik oscilací.

Z výstupu OZ2 a OZ3 se přes diody D1 a D2 odebírá signál pro obvod řízení amplitudy. Protože zesílení stupně s OZ3 se velmi blíží -1, získáme tak výstupní signál rovnou dvojcestně usměrněný. Velikost usměrněného signálu se porovnává s referenčním zdrojem (D4) a vzniklá odchylka řídí integrační zesilovač s OZ4. Prvky ve zpětné vazbě integrátoru jsou voleny tak, aby regulace měla rychlou odezvu a neměla sklon k nestabilitě. Napětí z výstupu integrátoru řídí tranzistor T1, kterým se vlastně mění zesílení stupně s OZ3. Jako referenční zdroj je použit jednoduchý stabilizátor se Zenerovou diodou (D4), napájený přes rezistor R14 ze záporného pólu napájecího zdroje.

Odporové trimry nastavíme nejdříve do středu odporové dráhy. Otáčením trimru P2 nastavíme na výstupu OZ4 (vývod 14) stejnosměrné napětí v rozmezí od -1 do -2 V. Trimrem P3 pak upravíme výstupní efektivní napětí na 1,5 V.

Pro praktické použití je vhodné generátor vybavit ještě výstupním zesilovačem (nebo alespoň oddělovacím stupněm) a výstupním děličem. Dále je možné generátor doplnit tvarovačem signálu a získat tak i výstup s obdélníkovým průběhem napětí.

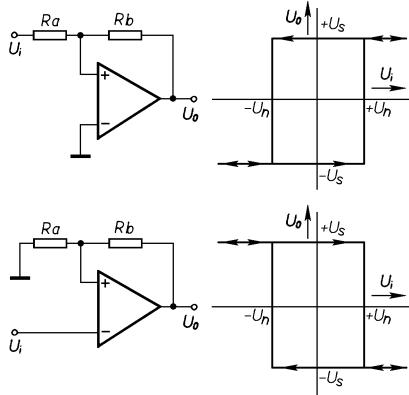
K napájení generátoru lze s výhodou použít stabilizovaný zdroj s integrovanými stabilizátory 7815 a 7915, resp. 78L15 a 79L15, neboť odběr nezatíženého generátoru je jen asi 8 mA z kladné větve napájecího zdroje a asi 12 mA ze záporné.



Obr. 88. Nízkofrekvenční generátor RC

Multivibrátory a generátory tvarových kmitů

Obvodově asi nejjednodušším generátorem signálu s operačním zesilovačem je multivibrátor. Základem multivibrátoru s OZ je komparátor s hysterezí, nazývaný také Schmittův klopný obvod. Dvě základní zapojení Schmittova klopného obvodu s OZ jsou na obr. 89.



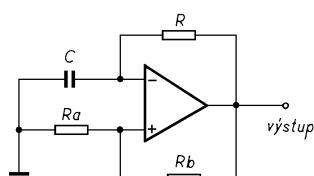
Obr. 89. Dvě možná provedení komparátoru s hysterezí (Schmittův klopný obvod)

Funkci Schmittova klopného obvodu si vysvětlíme na horním zapojení. Předpokládejme, že na výstupu je záporné saturační napětí $-U_s$. Zvětšujeme-li nyní napětí na vstupu od záporného napájecího napětí, zůstává výstup beze změny, dokud nedosáhne napětí na vstupu velikost $+U_n$. V ten okamžik bude také napětí na neinvertujícím vstupu „kladnější“ než na invertujícím a výstupní napětí klopného obvodu se skokem změní ze záporného saturačního napětí $-U_s$ na kladné $+U_s$. Zmenšujeme-li nyní napětí, musí napětí na vstupu dosáhnout velikosti $-U_n$, aby se výstup překlopil zpět na záporné saturační napětí $-U_s$. V jistém rozsahu vstupních napětí klopného obvodu může být na výstupu kladné nebo záporné saturační napětí OZ – to je závislé jen na posledním překlopení obvodu.

Napětí, při kterém se obvod překlápi, je závislé na výstupním saturačním napětí a poměru odporů R_a a R_b

$$U_n = \pm U_s \frac{R_a}{R_a + R_b}.$$

Zapojení Schmittova klopného obvodu podle obr. 89b pracuje obdobným způsobem, avšak výstupní signál klopného obvodu má opačnou polaritu.

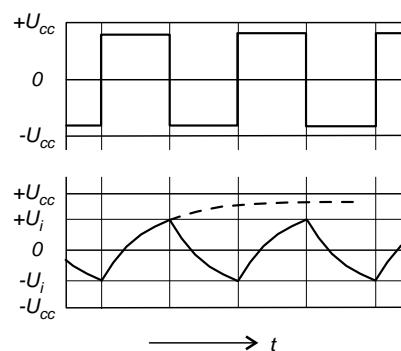


Obr. 90. Multivibrátor s OZ

Základní zapojení multivibrátoru je na obr. 90. Na výstupu obvodu je signál

s pravouhlým průběhem, se střídou velmi blízkou 1:1. Strmost hran signálu a tím i nejvyšší použitý kmitočet je omezen rychlostí přeběhu použitého OZ.

Průběh napětí v obvodu je na obr. 91. Předpokládejme, že na výstupu je kladné napětí, které se (podle typu OZ) více méně blíží kladnému napájecímu napětí U_{cc} . Kondenzátor C se nabíjí z výstupu OZ přes rezistor R tak dlouho, dokud napětí na něm nedosáhne napětí na neinvertujícím vstupu OZ ($+U_n$). Pak se napětí na výstupu OZ skokem změní z kladného na záporné a kondenzátor se vybije (nabijí na záporné napětí) tak dlouho, dokud nedosáhne napětí $-U_n$. Celý děj se cyklicky opakuje a na výstupu OZ je signál s pravouhlým průběhem a s rozkmitem od kladného do záporného výstupního saturačního napětí OZ. Operační zesilovač se zpětnou vazbou rezistory R_a a R_b představuje vlastně Schmittův klopný obvod, jehož hystereze je nastavena právě odporu R_a a R_b . Čárkované je na obr. 91 vyznačeno, jak by probíhalo nabíjení kondenzátoru C , pokud by se výstup OZ nepřeklopil.



Obr. 91. Průběh napětí na výstupu (nahoře) a na invertujícím vstupu (dole) astabilního multivibrátoru

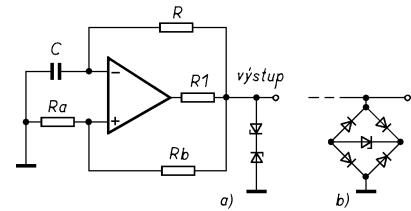
Kmitočet multivibrátoru je určen odporom R , kapacitou C a poměrem odporů R_a a R_b :

$$f = \frac{1}{2RC \ln(1 + \frac{2Ra}{Rb})}.$$

Ze vzorce je zřejmé, že lze nalézt takový poměr odporů R_a a R_b , kdy logaritmus výrazu v závorce je právě 1 nebo 0,5. Zvolíme-li $R_a = 0,859 \cdot R_b$, lze výraz zjednodušit na $f = \frac{1}{2RC}$, resp. $f = \frac{1}{RC}$, pokud zvolíme $R_a = 0,324 \cdot R_b$.

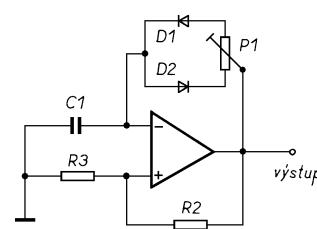
Kmitočet je teoreticky nezávislý na velikosti napájecího napětí, pokud kladné a záporné výstupní saturační napětí OZ je v absolutní hodnotě shodné. V opačném případě není střída signálu přesně 1:1 a kmitočet výstupního signálu se snižuje. Shodnost absolutní velikosti kladného a záporného výstupního saturačního napětí lze v praxi obtížně zajistit – mění se nejen podle typu použitého OZ, ale i s nesymetrií napájecího napětí. V praxi se navíc uplatňuje rychlosť přeběhu OZ, změna výstupního saturačního napětí v průběhu nabíjení kondenzátoru, vliv teploty a další vlivy. To způsobuje, že kmitočet multivibrátoru je zpravidla mírně závislý na veli-

kosti napájecího napětí, teplotě a připojené zátěži. Všechny tyto vlivy částečně zmenšíme, omezíme-li výstupní napětí OZ podle obr. 92. Odpor rezistoru R_1 volíme podle potřeby od stovek ohmů do několika kilohomů.



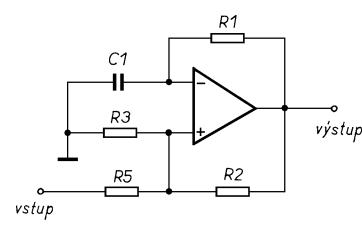
Obr. 92. Stabilizace výstupního napětí multivibrátoru dvěma Zenerovými diodami (a) a diodovým můstekem se Zenerovou diodou (b)

Střídu výstupního napětí multivibrátoru lze měnit v zapojení podle obr. 93 trimrem P_1 . Je-li na výstupu kladné napětí, nabije se kondenzátor proudem procházejícím částí odporového trimru P_1 a diodou D_1 , je-li výstupní napětí záporné, vybije se C_1 přes D_2 a druhou částí trimru.

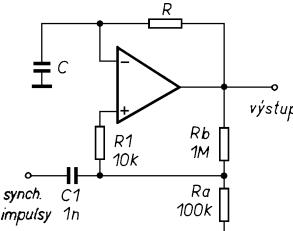


Obr. 93. Astabilní multivibrátor s nastavitelnou střidou výstupního signálu

Jiný způsob změny střídy je na obr. 94. Vnějším napětím, přivedeným přes rezistor R_5 na neinvertující vstup OZ, se mění napětí, při kterém se OZ překlápi. Současně se mění i čas, potřebný pro nabíjení a vybití kondenzátoru a tím i střida výstupního signálu. Čím je střida více odlišná od poměru 1:1, tím více se mění i kmitočet, který se snižuje.



Obr. 94. Zapojení multivibrátoru, u něhož lze měnit střidu vnějším napětím

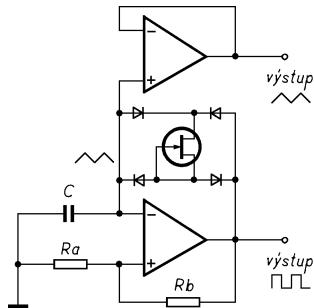


Obr. 95. Zapojení multivibrátoru synchronizovaného vnějším signálem

Potřebujeme-li synchronizovat kmitočet multivibrátoru, můžeme použít zapojení z obr. 95. Synchronizační signál s pravoúhlým průběhem vytváří po derivaci za kondenzátorem C1 krátké impulsy, které se příčítají k napětí na odporovém děliči R_a , R_b a posouvají překlápací úroveň obvodu. Pokud je na kondenzátoru C napětí již blízko překlápací úrovně, obvod se překlopí.

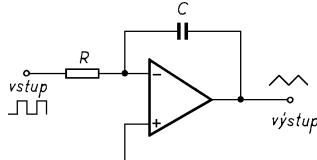
K měření elektronických obvodů se často používají jako zdroj signálu tzv. generátory tvarových kmitů, někdy také ne-příliš přesně nazývané generátory funkcí. Na výstupu těchto generátorů je zpravidla k dispozici signál s pravoúhlým, trojúhelníkovým a sinusovým průběhem. Zatímco první dva průběhy jsou generovány přímo, bývá „sinusový“ signál nejčastěji tvarován ze signálu „trojúhelníkového“. Méně často se používá pásmová propust, potlačující vyšší harmonické signálu.

Multivibrátor z obr. 90 představuje nejjednodušší generátor tvarových kmitů. Napětí s přibližně trojúhelníkovým průběhem je na invertujícím vstupu OZ. Přesný trojúhelníkový průběh dostaneme, nahradíme-li rezistor R zdrojem proudu, např. podle obr. 96. Jako zdroj proudu je použit tranzistor JFET, polarita napětí na tomto tranzistoru je přepínána diodami. Zapojení je doplněno sledovačem, na jehož výstupu lze odebírat signál, aníž by následující obvody ovlivňovaly multivibrátor.



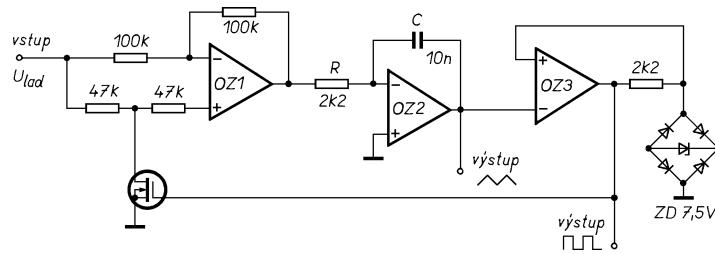
Obr. 96. Astabilní multivibrátor se zdrojem proudu

Toto řešení se však téměř nepoužívá, neboť v zapojení podle obr. 96 nelze jednoduchým způsobem měnit kmitočet. Mnohem praktičtější je generovat signál s trojúhelníkovým průběhem integrátorem, viz obr. 97. Spojíme-li integrátor se Schmittovým klopným obvodem podle obr. 98, dostaneme základní zapojení generátoru tvarových kmitů.



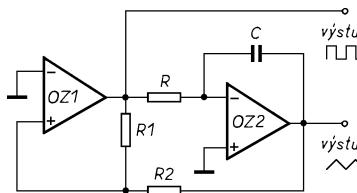
Obr. 97. Integrátor s OZ

Kmitočet generátoru můžeme snadno měnit změnou odporu R nebo kapacity C, poměrem odporů R_1 a R_2 lze měnit amplitudu signálu s trojúhelníkovým průběhem, současně se však také mění kmitočet. Zapojení pracuje obdobně jako astabilní



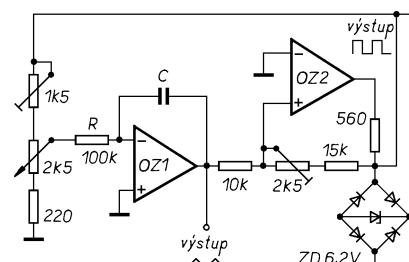
Obr. 100. Generátor tvarových kmitů, jehož kmitočet je řízen stejnosměrným napětím

multivibrátor z obr. 90. Integrační článek RC je však v tomto případě nahrazen integrátorem s operačním zesilovačem. Integrátor má mnohem lepší linearity než např. obvod z obr. 96 a malý výstupní odpor, což umožňuje připojit další obvody přímo na jeho výstup.



Obr. 98. Základní zapojení generátoru tvarových kmitů

Praktické provedení generátoru tvarových kmitů je na obr. 99. Kmitočet lze jemně v rozsahu o něco větším než 1:10 nastavit potenciometrem P1, hrubě změnou kapacity C (přepínač není zakreslen). Potenciometrem P2 lze nastavit amplitudu signálu s trojúhelníkovým průběhem, což důležité pro dosažení malého zkreslení „sinusového“ signálu na výstupu tvarovače (viz dále). Aby se zmenšil vliv napájecího napětí a zpravidla nesymetrických saturačních napětí použitých OZ, je na výstupu klopného obvodu zapojen symetrický omezení se Zenerovou diodou. Podle polarity napětí na výstupu komparátoru je diodami přepínána polarita Zenerovy diody. Toto řešení je výhodnější než použití dvou Zenerových diod (jako na obr. 92), u nichž lze obtížně zajistit shodnost jejich napětí.



Obr. 99. Praktické zapojení generátoru tvarových kmitů

Kmitočet generátoru můžeme přibližně spočítat

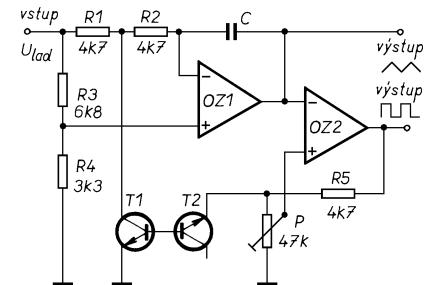
$$f = \frac{U_p}{2U_v} \frac{1}{RC},$$

kde U_p je napětí na běžci potenciometru a U_v rozkmit napětí na výstupu OZ1, zde asi 8 V.

Kmitočet generátoru z obr. 99 je sice řízen napětím, avšak polarita tohoto napě-

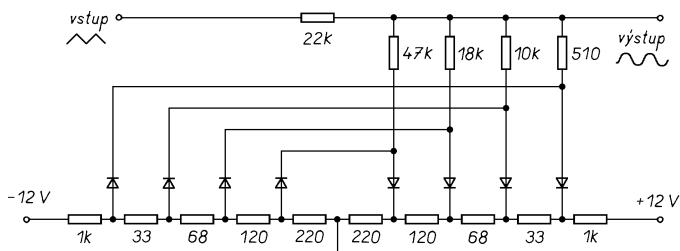
tí se mění podle napětí na výstupu klopného obvodu. V některých případech je vhodné řídit kmitočet generátoru stejnosměrným napětím. Toho lze snadno dosáhnout, nahradíme-li potenciometr v zapojení z obr. 99 obvodem z obr. 31. Místo spínače použijeme tranzistor MOS, spínáný napětím z výstupu Schmittova klopného obvodu. Výsledkem je zapojení generátoru např. podle obr. 100. Aby generátor nebyl závislý na velikosti napájecího napětí, je napětí pro neinvertující vstup Schmittova klopného obvodu symetricky omezeno.

Musím přiznat, že mě fascinuje, jak si konstruktéři dříve dávali záležet, aby u co nejjednoduššího zapojení dosáhli co nejlepších parametrů. Příkladem může být i generátor tvarových kmitů, řízený napětím, jehož schéma je na obr. 101. Zapojení pochází z počátku sedmdesátých let, kdy ještě byly polovodičové součástky relativně drahé.



Obr. 101. Generátor tvarových kmitů, řízený stejnosměrným napětím

Základem zapojení je integrátor s OZ1, přičemž směr integrace se přepíná tranzistorem T1. Tranzistor T1 je řízen z výstupu Schmittova klopného obvodu proudem, procházejícím rezistorem R5, a závěrně polarizovaným přechodem tranzistoru T2. Tranzistory T1 a T2 současně zajišťují symetrické omezení napětí pro Schmittův klopný obvod. Závěrně polarizovaný přechod se chová podobně jako Zenerova dioda s napětím asi 5 až 7 V. Má-li napětí na výstupu OZ2 kladnou polaritu, je omezeno tranzistorem T2, T1 je přitom otevřen. Po změně polarity výstupního napětí OZ2 se tranzistor T1 uzavře, a jeho závěrně polarizovaný přechod b-e omezuje napětí pro OZ2. Přechod b-e tranzistoru T2 je nyní zapojen v propustném směru a je na něm jen malý ubytek napětí. Trimrem P se nastavuje rozkmit signálu s trojúhelníkovým průběhem.

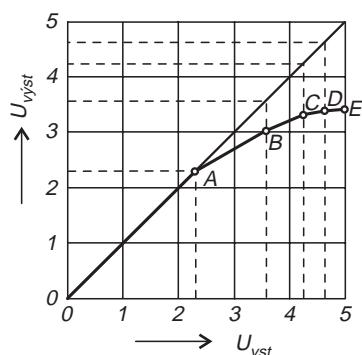


Obr. 103. Pasivní tvarovač trojúhelník – sinus

Zapojení se dnes již nepoužívá, protože má několik nedostatků. Používá-li se jako generátor tvarových kmitů, je obtížné zajistit symetrický výstupní signál. Aby byl výstupní signál symetrický, bylo by třeba vybrat tranzistory T1 a T2 se stejným průrazným napětím závěrně polarizovaného přechodu b-e. Symetrie výstupního signálu lze sice nastavit např. změnou odporu rezistoru R4, signál s trojúhelníkovým průběhem však bude stejnosměrně posunut. Bude-li zapojení z obr. 101 použito jako převodník napětí-kmitočet, bude zbytkové napětí c-e tranzistoru T1 zhoršovat linearitu převodníku.

Generátory tvarových kmitů mají zpravidla výstup signálu s harmonickým (sinusovým) průběhem. „Sinusový“ signál se nejčastěji vyrábí tvarováním signálu s trojúhelníkovým průběhem ve speciálním tvarovači. V amatérských podmínkách je obtížné dosáhnout zkreslení na výstupu tvarovače menšího než asi 0,5 %. Takový signál nelze použít např. při měření zkreslení nízkofrekvenčních zařízení a útlumových charakteristik filtrů vyšších rádů. Proto se tyto generátory používají zpravidla pouze k servisním a demonstračním účelům.

V některých zapojeních se harmonický signál získává potlačením vyšších harmonických vhodným filtrem ze signálu s trojúhelníkovým nabo pravouhlým průběhem. U přeladitelných generátorů se však tento filtr musí přeladovat současně s generátorem, což zpravidla značně komplikuje zapojení.



Obr. 102. Tvarování harmonického signálu ze signálu s trojúhelníkovým průběhem

Princip tvarování signálu s trojúhelníkovým průběhem na harmonický je ukázán na obr. 102. Výstupní napětí tvarovače sleduje vstupní napětí až do bodu A.

Pak je výstupní napětí omezováno až do bodu E, mezi body A-B, B-C, C-D a D-E je omezováno postupně více a více tak, aby výstupní signál co nejlépe approximoval sinusovku. K tvarování signálu se většinou používá vícestupňový odpovodový dělič, jehož stupně jsou postupně přepínány podle velikosti vstupního napětí. Zkreslení výstupního signálu je tím menší, čím lépe je harmonický signál approximován. Aby zkreslení signálu bylo co nejmenší, je třeba také přesně nastavit amplitudu vstupního signálu – již malá odchylka způsobí zvětšení zkreslení. Proto nemá smysl použít více než 4 nebo 5 approximačních stupňů.

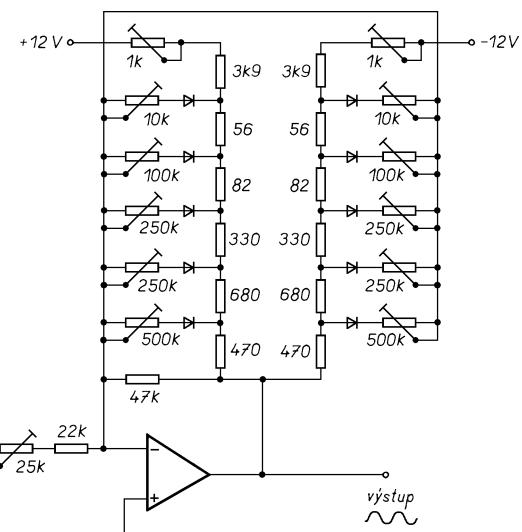
K přepínání se nejčastěji používají běžné křemíkové diody. Úrovně, při kterých je dělič přepínán, jsou určeny stejnosměrným předpětím na jednotlivých stupních. „Oblá“ voltampérová charakteristika diod pomáhá zmenšit zkreslení tvarovače – k approximaci pak stačí menší počet stupňů. Zapojení pasivního tvarovače je na obr. 103. Jeho výhodou je kmitočtová nezávislost, pro praktické použití je však nutné doplnit jej o výstupní oddělovací zesilovač. Dosažitelné zkreslení je asi 1,5 %.

Lepších výsledků lze dosáhnout zapojením diodoodporové sítě do větve záporné zpětné vazby operačního zesilovače. Extrémním případem je tvarovač z obr. 104, který má celkem 13 (!) nastavovacích prvků. V literatuře [22] je uvedeno, že s tímto zapojením lze dosáhnout zkreslení 0,6 %.

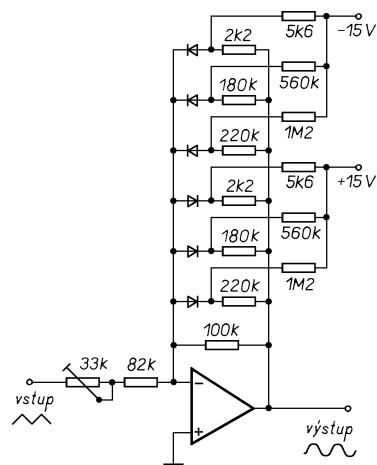
Poněkud jednodušší je tvarovač na obr. 105, který má, vzhledem k menšímu počtu pevně nastavených stupňů, větší zkreslení výstupního signálu.

Jestě jednodušší je tvarovač na obr. 106. Zapojení je velmi průhledné. U tohoto tvarovače není použit odpovodový dělič se stejnosměrným předpětím, ale pro rozlišení úrovně, při které se zapojí do větve zpětné vazby další rezistor, se využívá prahového napětí použitých diod. Tvarovač má jediný nastavovací prvek – trimrem nastavíme na výstupu tvarovače takové napětí, při kterém je zkreslení signálu nejmenší.

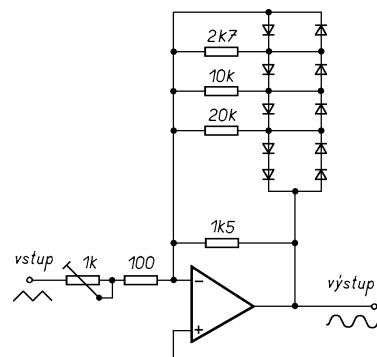
Pro úplnost je třeba se ještě zmínit o tvarování signálu tranzistorem řízeným polem. V zahraničí se používají tranzistory JFET, u nás tranzistor KF521. Tento tvarovač využívá změny odporu kanálu D-S v závislosti na napětí na řídící elektrodě. Typické zapojení takového tvarovače je na obr. 107. I když udávané zkreslení



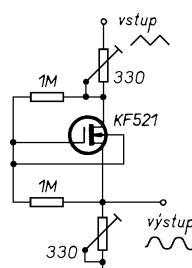
Obr. 104. Tvarovač trojúhelník – sinus s OZ



Obr. 105. Jednodušší tvarovač trojúhelník – sinus s pevně nastaveným děličem



Obr. 106. Jednodušší tvarovač trojúhelník – sinus s pevně nastaveným děličem



Obr. 107. Tvarovač trojúhelník – sinus

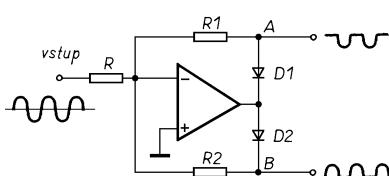
výstupního signálu je jen 0,5 %, nikdy se mi nepodařilo tento tvarovač nastavit tak, aby sinusovka nebyla trochu špičatá.

Usměrňovače a převodníky na absolutní hodnotu

Operační zesilovače lze využít ke konstrukci lineárních usměrňovačů a převodníků na absolutní hodnotu. Velké zesílení OZ umožňuje zapojit diody do zpětné vazby a potlačit tak vliv nelinearity diod. Voltampérové charakteristiky takového usměrňovače se pak velmi přibližují charakteristice ideálního usměrňovače. Je přitom pozoruhodné, kolik různých zapojení usměrňovačů s OZ již bylo vymyšleno.

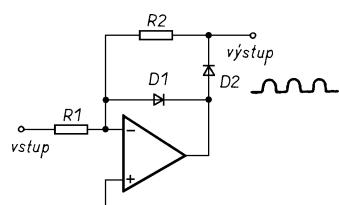
Převodník na absolutní hodnotu má na svém výstupu vždy signál jedné polarity bez ohledu na to, zda je vstupní napětí kladné nebo záporné. Absolutní velikost signálu je pak shodná se signálem vstupním. Lineární usměrňovače se používají v různých měřicích přístrojích k měření úrovně signálu. Usměrňovače však, na rozdíl od převodníků na absolutní hodnotu, mají zpravidla ještě výstupní filtr a v některých případech jsou schopné zpracovat jen střídavý signál. Zatímco usměrňovače mohou být jednocestné (zpracovávají jen kladnou nebo zápornou půlvlnu signálu) nebo dvoucestné (zpracovávají obě půlvlny), základem převodníku na absolutní hodnotu je vždy dvoucestný usměrňovač.

Princip lineárního usměrňovače si ukážeme na obr. 108. Protože OZ je zapojen jako invertující zesilovač, objeví se na výstupu OZ záporné napětí, přivedeme-li na vstup kladné. Dioda D2 je uzavřena, smyčka zpětné vazby se uzavírá přes diodu D1 a rezistor R1. Zpětná vazba se snaží udržet na invertujícím vstupu nulové napětí (virtuální zem). Napětí v bodě A pak bude určeno poměrem odporů $R1/R$. Je zřejmé, že pokud nebude překročeno maximální výstupní napětí OZ a výstup se nedostane do saturace, je napětí v bodě A nezávislé na úbytku napětí na diodě D1. Obdobně, přivedeme-li na vstup záporné napětí, bude uzavřena dioda D1 a zpětná vazba se uzavírá přes D2 a R2. V bodech A a B dostaneme jednocestně usměrněný signál. Prahové napětí diod je zmenšeno zesílením OZ na úroveň řádu mikrovoltů.



Obr. 108. Základní zapojení usměrňovače

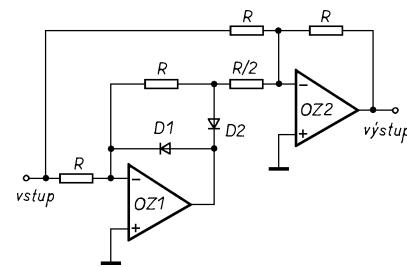
Jednocestný usměrňovač pracující na uvedeném principu je na obr. 109. Protože nepožadujeme výstup z bodu A, byl vypuštěn rezistor R1.



Obr. 109. Jednocestný usměrňovač s OZ

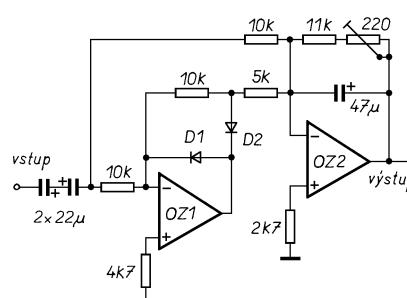
Je zajímavé, že toto zapojení lze velmi jednoduše změnit na převodník na absolutní hodnotu. Stačí pouze vypustit diodu D1. Je-li na vstupu záporné napětí, pracuje obvod beze změn. Avšak přivedeme-li na vstup napětí kladné, smyčka zpětné vazby se rozpojí. Na výstupu OZ se objeví záporné saturační napětí a dioda D2 se uzavře. Protože zpětná vazba již neudržuje na invertujícím vstupu nulové napětí, projde vstupní napětí přes rezistory R1 a R2 na výstup. Toto zapojení však má podstatnou nevýhodu – tím, že operační zesilovač musí vždy při změně polarity vstupního signálu přejít ze saturace do lineárního režimu, se podstatně zmenší nejvyšší pracovní kmitočet usměrňovače. S běžnými OZ leží i při menších náročích na přesnost hranice použitelnosti v oblasti několika kHz. Další nevýhodou takto upraveného zapojení je rozdílný výstupní odpor pro každou půlvlnu signálu.

Lepší dynamické vlastnosti má převodník na absolutní hodnotu (dvoucestný usměrňovač) se dvěma OZ podle obr. 110. Při záporné půlvlně vstupního signálu je dioda D2 uzavřena a OZ2 jen invertuje vstupní signál. Při kladné půlvlně je D2 otevřena a na její anodě je invertovaný vstupní signál. Na invertujícím vstupu OZ2 se seče přímý signál a invertovaný signál z jednocestného usměrňovače. Protože signál z jednocestného usměrňovače je více zesílen, je na výstupu převodníku opět kladné napětí. Určitou nevýhodou tohoto zapojení je potřeba pěti přesných rezistorů.



Obr. 110. Převodník na absolutní hodnotu se dvěma OZ

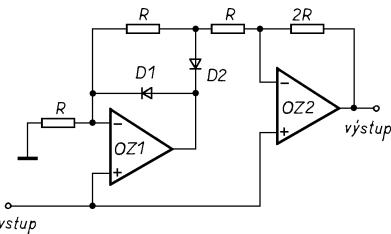
Jak je uvedeno v [23], má zapojení z obr. 110 poměrně dobré dynamické vlastnosti. To je důvodem, proč se poměrně často používá jako usměrňovač v multimetech. Praktické provedení takového usměrňovače je na obr. 111. Protože ke správné funkci vyžaduje zdroj signálu s malým vnitřním odporem, potřebujeme k jeho realizaci vlastně tři OZ – jeden musí



Obr. 111. Dvoucestný usměrňovač k multimeteru se dvěma OZ

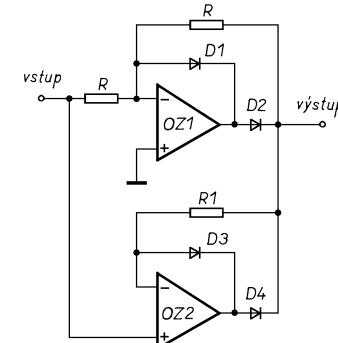
být zapojen ještě před usměrňovačem jako sledovač (obr. 14). Na výstupu usměrňovače je stejnosměrné napětí, jehož velikost odpovídá střední hodnotě vstupního signálu. Protože údaj na měřicím přístroji bývá v hodnotě efektivní, je nutné výstupní napětí vynásobit koeficientem 1,11. K tomuto dodatečnému zesílení slouží odlišný rezistor ve zpětné vazbě OZ2. Přesně lze výstupní napětí nastavit odporovým trimrem. Tento přepočet však platí jen pro signál se sinusovým průběhem.

Převodník na absolutní hodnotu s velkým vstupním odporem a se čtyřmi přesnými rezistory je na obr. 112. Velkého vstupního odporu se dosáhlo změnou topologie obvodu a přivedením signálu do neinvertujících vstupů OZ.



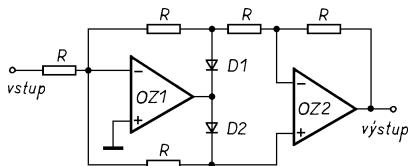
Obr. 112. Převodník na absolutní hodnotu se dvěma OZ a s velkým vstupním odporem

Zapojení převodníku na absolutní hodnotu, který vyžaduje jen dva přesné rezistory, je na obr. 113. Skládá se ze dvou jednocestných usměrňovačů zapojených paralelně. Přesnost usměrňovače s OZ1 závisí na přesnosti rezistorů R, usměrňovač s OZ2 má jednotkový přenos. Odpor rezistoru R1 nesmí být příliš malý, aby příliš nezatežoval výstup OZ1, ani příliš velký, neboť pak vzniká chyba vlivem vstupního proudu OZ2 a zhorší se dynamické vlastnosti obvodu. Diody D2 a D4 tvoří vlastní hradlo, které připojuje výstup toho OZ, jehož výstupní napětí je kladné.



Obr. 113. Převodník na absolutní hodnotu se dvěma OZ a s dvěma přesnými rezistory

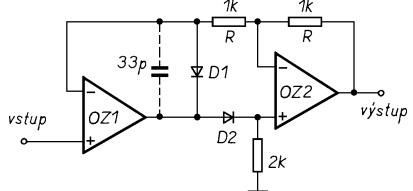
Jiný převodník na absolutní hodnotu využívá základního zapojení z obr. 108, které je doplněno rozdílovým zesilovačem. Zapojení tohoto převodníku je na obr. 114. I toto zapojení se používá v multimetech jako usměrňovač a stejně jako zapojení z obr. 111 vyžaduje zdroj signálu s malým vnitřním odporem.



Obr. 114. Dvooucestný usměrňovač se dvěma OZ a s rozdílovým zesilovačem

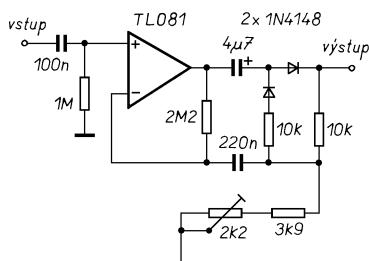
Praktická realizace usměrňovače se zapojením podle obr. 114 je na obr. 115. Zapojení je doplněno o stejnosměrnou zpětnou vazbu u OZ1 a filtraci výstupního napětí. Velikost výstupního napětí se dá jemně nastavit odporovým trimrem.

Zajímavý převodník na absolutní hodnotu je na obr. 116. Také u tohoto převodníku vystačíte jen se dvěma přesnými rezistory R. Je-li vstupní napětí kladné, vede dioda D2, D1 je polarizována v závěrném směru a proud jí neprochází. Rovněž OZ2 v tomto případě pracuje jako sledovač. Zvláštností zapojení je, že zpětná vazba OZ1 je uzavřena přes oba operační zesilovače až z výstupu OZ2. To může způsobit sklon zapojení k nestabilitě. Proto je třeba v některých případech doplnit usměrňovač o kondenzátor, který je ve schématu vyznačen čárkovaně. Je-li vstupní napětí záporné, je zpětná vazba uzavřena přes diodu D1 a OZ1 pracuje opět jako sledovač. Dioda D2 je nyní uzavřena a OZ2 pracuje jako invertor. Výstupní napětí je pak v obou případech kladné.



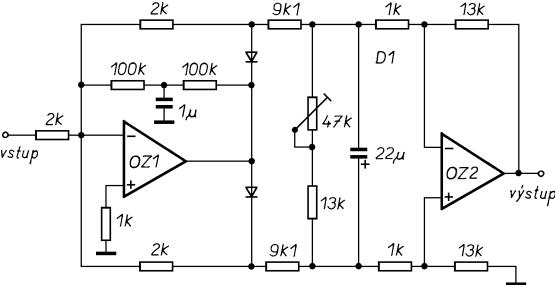
Obr. 116. Převodník na absolutní hodnotu se dvěma přesnými rezistory

Velmi dobrých výsledků lze dosáhnout s jednoduchým usměrňovačem podle obr. 117. Usměrňovač je sice jednocestný, ale má velmi dobré dynamické vlastnosti. Zvláštností obvodu je, že usměrňovač je od operačního zesilovače stejnosměrně oddělen. To na jednu stranu umožňuje použít i OZ s velkou napěťovou nesymetrií, kterou není třeba kompenzovat, na druhou stranu jej nelze použít i pro stejnosměrné signály.



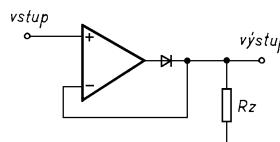
Obr. 117. Jednocestný usměrňovač, vhodný k jednoduchému multimeteru

Obr. 114R Praktická realizace dvoucestného usměrňovače podle obr. 114



Všechna uvedená zapojení (až na poznámku k obr. 109) používala operační zesilovač v zapojeních, v nichž byla uzavřena smyčka zpětné vazby OZ při obou polaritách vstupního signálu. Rezignujeme-li na tento požadavek, zhorší se sice dynamické vlastnosti usměrňovače (zapojení pracuje jen do nižšího kmitočtu), ale zapojení lze dálé zjednodušit.

Typický příkladem je jednocestný usměrňovač podle obr. 118. Je-li vstupní napětí záporné, je dioda uzavřena a na výstupu je nulové napětí. Na výstupu operačního zesilovače je přitom záporné saturační napětí. Je-li vstupní napětí kladné, je dioda otevřena. Operační zesilovač, jehož zpětná vazba je uzavřena přes otevřenou diodu, pracuje jako sledovač a výstupní napětí kopíruje napětí na vstupu.

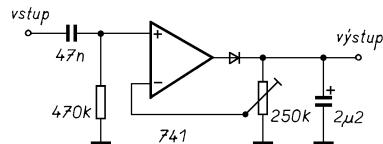


Obr. 118. Jednocestný usměrňovač se sériově zapojenou diodou

Zatímco u zapojení podle obr. 109 musí výstup operačního zesilovače při změně polarity vstupního napětí překonat rozdíl napětí rovný součtu prahových napětí diod (asi 1 V), u zapojení podle obr. 118 se výstupní napětí OZ musí změnit ze záporného saturačního napětí na napětí, které odpovídá prahovému napětí diody. Tento rozdíl napětí může, při napájecím napětí OZ ± 15 V, být podle typu 13 až 15,5 V. Tento napěťový rozdíl by měl výstup OZ překonat v co nejkratším čase. Nejrychleji to stihne za dobu, určenou rychlosťí přeběhu použitého OZ. Je zřejmé, že v zapojení podle obr. 118 bude doba potřebná k ustálení výstupního napětí OZ přibližně desetkrát delší. To má za následek podstatné snížení nejvyššího pracovního kmitočtu usměrňovače. Tento jev se projeví výrazně zvláště při zpracování slabých signálů.

Doplňme-li usměrňovač z obr. 118 o filtrační kondenzátor na výstupu, bude usměrňovač měřit ne střední, ale špičkovou úroveň signálu. Toho je využito v zapoje-

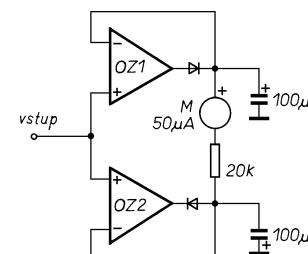
ních na obr. 119, 120 a 121. Praktická realizace usměrňovače, vhodného např. pro indikátory vybuzení nebo spektrální analyzátory, je na obr. 119.



Obr. 119. Praktická realizace usměrňovače z obr. 118 v indikátoru úrovně nízkofrekvenčního signálu

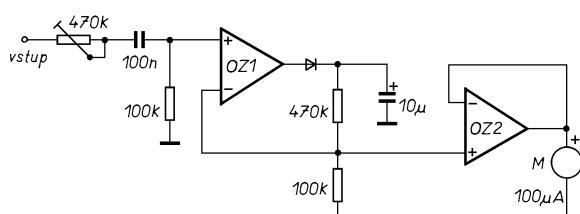
Indikátor vybuzení pro nízkofrekvenční zesilovač nebo magnetofon je na obr. 120. Na rozdíl od indikátoru na obr. 119 umožňuje připojit i měřidlo s větším proudem, potřebným pro plnou výchylku ručky, aniž by měřidlo ovlivňovalo časové konstanty indikátoru. Indikátor měří špičkovou úroveň signálu. Aby indikátor správně pracoval v celém rozsahu nf signálů, je třeba na místě OZ1 použít rychlý operační zesilovač.

Zapojení na obr. 121 měří mezivrcholové úrovně signálu. Usměrňovač s OZ1 měří špičkovou úroveň kladné půlvlny signálu, usměrňovač s OZ2 záporné půlvlny. Na měřidle pak čteme součet těchto napětí. S uvedenými součástkami je pro plnou výchylku ručky měřidla vstupní citlivost 1 V.



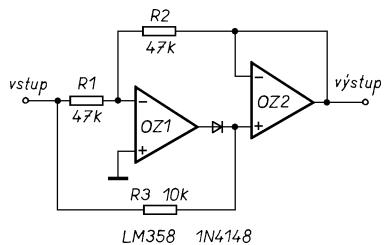
Obr. 121. Měřič mezivrcholové úrovně signálu

Převodník na absolutní hodnotu se sériově zapojenou diodou je na obr. 122. Je-li vstupní napětí kladné, je na na výstupu OZ1 záporné saturační napětí a dioda je uzavřena. OZ2 pracuje jako sledovač.



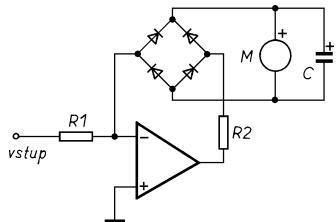
Obr. 120. Indikátor úrovně nízkofrekvenčního signálu se dvěma OZ

Bude-li vstupní napětí záporné, bude dioda otevřena a OZ2 sleduje napětí na výstupu OZ1. OZ1 pracuje nyní jako invertor, jeho zpětná vazba je uzavřena z výstupu OZ2 rezistory R1 a R2.



Obr. 122. Převodník na absolutní hodnotu se sériově zapojenou diodou

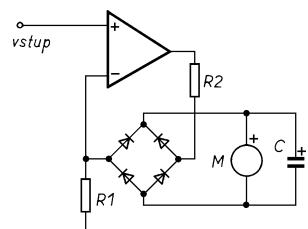
Potřebujeme-li lineární usměrňovač k ručkovému měřidlu, není nutné používat žádné z uvedených zapojení. U usměrňovače s ručkovým měřidlem zpravidla ne-požadujeme, aby byl jeden jeho vývod připojen ke společné svorce (zemí) zapojení. V takovém případě můžeme použít zapojení podle obr. 123.



Obr. 123. Usměrňovač pro ručkové měřidlo

Měřidlo je zapojeno v diodovém můstku ve zpětné vazbě operačního zesilovače. Protože zpětná vazba se snaží udržet na invertujícím vstupu OZ nulové napětí (virtuální zem), závisí proud tekoucí zpětnovazební větví jen na vstupním napětí. Směr proudu ve zpětné vazbě se sice mění podle polarity vstupního napětí, avšak diodový můstek zajistí, že proud měřidlem je usměrněný. Výchylka ručky měřidla odpovídá střední hodnotě měřeného signálu. Kondenzátor připojený paralelně k měřidlu nemá na výchylku ručky žádný vliv – v některých případech však může zlepšit stabilitu zapojení, zvláště jsou-li přívody k měřidlu dlouhé. Rovněž rezistor R2 nemá na funkci usměrňovače žádný vliv. Jeho použití je nutné, použijeme-li v zapojení rychlý, kmitočtově nedokompenzovaný operační zesilovač, např. LF357 resp. MAA357. Při použití pomalejších OZ jej nahradíme zkratem.

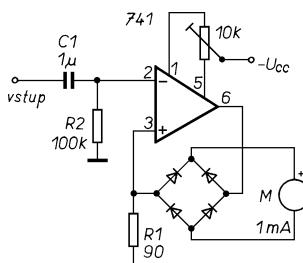
Častěji se používá „neinvertující“ varianta usměrňovače podle obr. 124. Výhodou tohoto zapojení je velký vstupní odpor.



Obr. 124. Usměrňovač pro ručkové měřidlo s velkým vstupním odporem

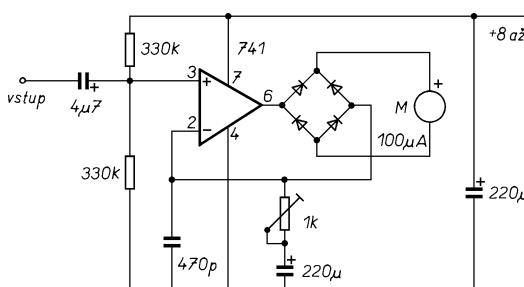
Praktické zapojení lineárního usměrňovače podle obr. 124 je na obr. 125. Odpor rezistoru R1 volíme podle proudu, potřebného k plné výchylce ručky použitého měřidla, a požadované citlivosti usměrňovače. Při vypnutém napájení nastavíme nejdříve nulovou výchylku ručky příslušným prvkem na měřidle. Po zapnutí napájení nastavíme trimrem pro kompenzaci vstupní napěťové nesymetrie bez signálu na vstupu rovněž nulovou výchylku ručky.

Doplňme-li toto zapojení vstupním děličem, může sloužit jako jednoduchý střídavý voltmetr, a přidáme-li ještě předzesilovač, i jako nízkofrekvenční milivoltmetr. Zvláště pro měření nízkofrekvenčních zařízení je milivoltmetr s ručkovým měřidlem vhodnější než digitální přístroj.



Obr. 125. Usměrňovač pro ručkové měřidlo

Na obr. 126 je schéma jednoduchého milivoltmetru s rozsahem 100 mV. Protože předpětí pro neinvertující vstup operačního zesilovače je vytvořeno odporovým děličem, vystačí tento milivoltmetr jen s jednoduchým napájecím zdrojem. Kondenzátor 470 pF částečně kompenzuje



Obr. 126. Jednoduchý milivoltmetr s rozsahem 100 mV a s jednoduchým napájením

špatné dynamické vlastnosti použitého OZ. Při použití rychlejšího OZ jej vypustíme, nebo se pokusíme najít jeho optimální kapacitu tak, aby ho dosáhli co nejlepšího kmitočtového průběhu.

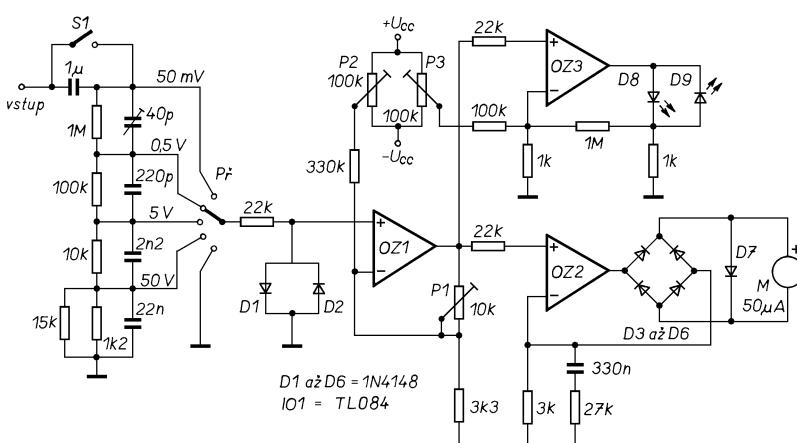
Milivoltmetr, který umožňuje měřit stejnosměrná a střídavá napětí do 50 V, je na obr. 127. Velikost vstupního signálu je upravena kmitočtově kompenzovaným děličem, přepínačem zvolíme vhodný rozsah. Diody D1 a D2 chrání vstup OZ1 před velkým napětím při nevhodně zvoleném rozsahu. Podobnou funkci má i dioda D7, zapojená paralelně ke svorkám měřidla. Po částečném zesílení v předzesilovači s OZ1 je signál přiveden na lineární usměrňovač s OZ2 a na indikátor polarity s OZ3.

Zesílení usměrňovače pro stejnosměrné signály je určeno pouze rezistorem s odporem 3 kΩ ve zpětné vazbě. Pro střídavé signály se k němu připojí ještě paralelně rezistor s odporem 27 kΩ. Zesílení usměrňovače pak bude pro střídavé signály 1,11krát větší. Usměrňovač totiž měří střední hodnotu střídavého napětí. Chceme-li mít stupnici měřidla společnou pro stejnosměrné i střídavé napětí, musíme střídavé napětí více zesílit, neboť střídavé napětí se udává v efektivní hodnotě.

Milivoltmetr je doplněn indikací polarity vstupního signálu. K tomu slouží komparátor s OZ3. Podle polarity se rozsvítí buď D8 (kladná) nebo D9 (záporná).

Použitý čtyřnásobný OZ nemá vývod pro kompenzaci vstupní napěťové nesymetrie. Zajímavý je způsob, jakým se konstruktér vyrovnal s tímto problémem. Vstupní napěťová nesymetrie se kompenzuje pomocným napětím, přivedeným do invertujícího vstupu OZ1 a OZ3. Velikost kompenzačního napětí se nastavuje trimry P2 a P3. Trimrem P1 se nastavuje celková citlivost přístroje.

Kapacitní trimr ve vstupním děliči nastavíme tak, aby kmitočtová charakteristika přístroje byla pokud možno vyrovnaná i na vyšších kmitočtech. Nelze nastavovat na rozsahu 50 mV, neboť tam se kompenzace neuplatní.



Obr. 127. Stejnosměrný a střídavý milivoltmetr s přepínačem rozsahů a indikací polarity vstupního napětí

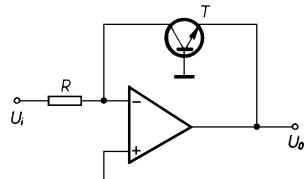
Logaritmické zesilovače

Častým úkolem při konstrukci měřicích přístrojů je nutnost udělat se zpracovávaným signálem, který je zpravidla elektrickým obrazem nějaké fyzikální veličiny, jisté matematické operace. S rozvojem číslicové techniky se stále častěji řeší tento problém vhodným programem řídicího mikropočítače, ale někdy se pro svoji jednoduchost stále používají analogové obvody. Jednou z těchto matematických operací bývá logaritmování.

Ke konstrukci logaritmátorů se nejčastěji využívá logaritmické závislosti prahového napětí polovodičového přechodu na procházejícím proudu. Použijeme-li bipolární tranzistor v zapojení, v němž je napětí kolektoru a báze shodné, můžeme pro napětí přechodu b-e napsat

$$U_{be} = \frac{kT}{e} \ln \frac{I_c}{I_s},$$

kde k je Boltzmannova konstanta, T je teplota přechodu v Kelvinech, e náboj elektronu, I_c kolektorový proud a I_s je inverzní saturační proud. Tento vztah platí u standardních tranzistorů s přesností 1 % v rozsahu devíti řádů, pro kolektorový proud 10 pA až 10 mA. Zdola je rozsah omezen vstupními proudy OZ a nepřesnosti uvedeného vztahu, kdy se napětí U_{be} zmenšuje pod 100 mV. Shora je přesnost omezena úbytky na vnitřním sériovém odporu polovodičového přechodu. Obvod realizující uvedenou funkci je na obr. 128. Báz tranzistoru je uzemněna, kolektor je připojen na virtuální zem v invertujícím vstupu OZ. Kolektorový proud teče i rezistorem R a odpovídá vstupnímu napětí. Výstupní napětí $U_o = -U_{be}$.



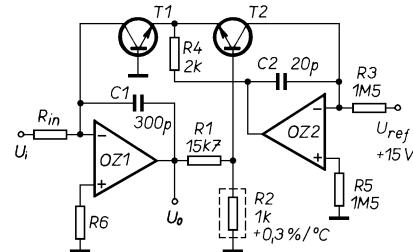
Obr. 128. Základní zapojení logaritmického převodníku

Nevýhodou tohoto zapojení, jak vyplývá ze vzorce, je změna strmosti (asi 0,3 %/°C, závislost na teplotě T) a posuv logaritmického převodního vztahu v závislosti na teplotě (teplotní závislost I_s , který se zvětšuje na dvojnásobek každých 10 °C). Tyto nevýhody lze v praxi obejít buď stabilizací teploty tranzistoru, nebo kompenzací.

Zapojení logaritmického převodníku s kompenzací podle [25] je na obr. 129. Ke kompenzaci I_s se používá tranzistor T2, kterým teče stálý proud $10 \mu\text{A}$. Výstupní napětí je rozdílem logaritmů vstupních proudů, tj. logaritmem jejich podílu. Proto se tento převodník nazývá také rozdílový. Změna strmosti na teplotě se kompenzuje speciálním rezistorem R2, který

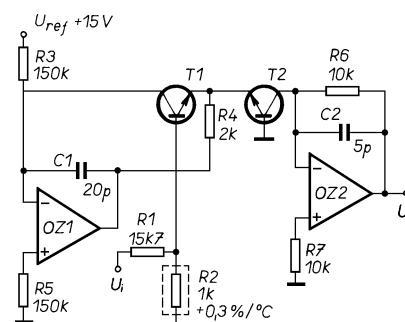
má vhodnou závislost odporu na teplotě. Amatérsky lze R2 realizovat kombinací bifilárního vinutí tenkým měděným drátem (0,4 %/°C) a stabilního rezistoru. Rezistory R1 a R2 je nastavena převodníkem konstanta tak, aby změna vstupního napětí o jeden řád odpovídala změna výstupního napětí o 1 V. Je-li vstupní napětí takové, že rezistorem R_{in} a tím i tranzistorem T1 teče proud $10 \mu A$, je na výstupu 0 V. Odpor rezistoru R_{in} volíme podle požadované citlivosti převodníku, rezistor R6 má odpor shodný s R_{in} . Chyba převodníku nepřesáhne 3 % pro vstupní proudy 10 nA až 1 mA (rozsah 100 dB). Jiný pramen uvádí přesnost 1 % a upozorňuje na potřebu OZ s dostatečným zesílením [26].

Využití logaritmické závislosti napětí na polovodičovém přechodu není jediný způsob, jak navrhnout logaritmický převodník. Zapojení na obr. 131 používá k logaritmování výstupního signálu diodorezistorovou síť, podobně jako u tvarovače trojúhelník-sinus. Síť je navržena jen pro zápornou polaritu vstupního napětí. Logaritmický průběh je approximován po úsecích, které jsou určeny postupným otevřáním diod ve zpětnovazební síti v závislosti na výstupním napětí, dělícím poměru a vnitřním odporu jednotlivých děličů. Při použití rezistorů s tolerancí 1 % a referenčního napětí $-12,6$ V s přesností 2 % lze dosáhnout přesnosti převodníku $\pm 0,6$ dB v rozsahu vstupních napětí od -15 mV do $-2,45$ V. Výstupní napětí se mění od 1 do 12 V při změně vstupního napětí o 40 dB.

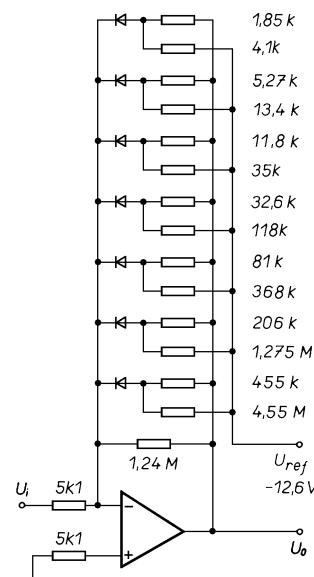


Obr. 129. Logaritmický převodník s kompenzací. V originálním zapojení byly použity tranzistory 2N2920, OZ1 typu LM108 s kmitočtovou kompenzací kondenzátorem 300 pF mezi vývody 1 a 8 a OZ2 typu LM101A s dopřednou kompenzací kondenzátorem 150 pF mezi vývody 1 a 2

Delogaritmický převodník z obr. 130 se vyznačuje opačnou funkcí k převodníku logaritmickému. Teplotní vlivy se kompenzují obdobným způsobem jako u převodníku logaritmického. Referenční proud je v tomto zapojení nastaven na 100 μ A.

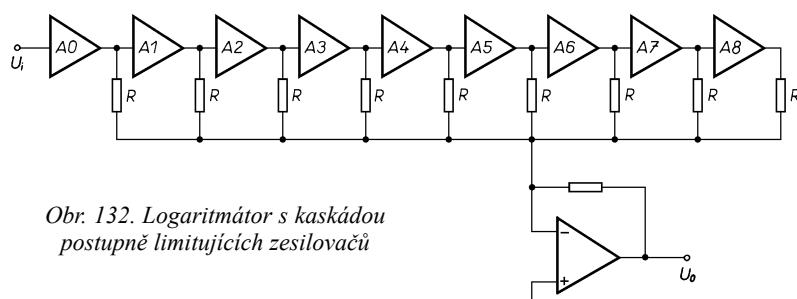


Obr. 130. Delogaritmický převodník s kompenzací. V originálním zapojení byly použity tranzistory 2N2920 a OZ typu LM101A s dopřednou kompenzací 150 pF mezi vývody 1 a 2.



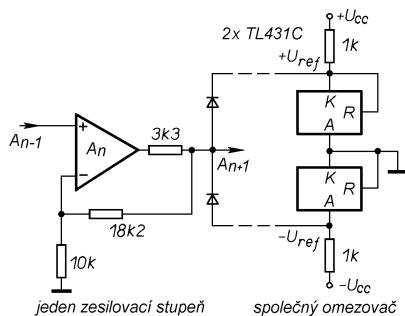
Obr. 131. Logaritmický zesilovač s diodorezistorovou sítí

Jiný způsob využívá logaritmátor, jež hož blokové schéma je na obr. 132. K logaritmické konverzi se využívá postupné limitace v kaskádě shodných zesilovačů s pevně nastaveným zesílením. Zesílení každého stupně je 2,82 (9 dB) a jeho výstupní signál se sčítá se signálem z ostatních stupňů. Zvětšuje-li se postupně vstupní napětí, napětí na výstupech všech stupňů se zvětšuje, dokud není signál na výstupu A8 omezen. Předcházející stupeň A7 se dostane do limitace tehdy, zvětšíme-li vstupní napětí o 9 dB. Při dalším zvětšení vstupního napětí o 9 dB se dostane do limitace stupeň A6. Je zřejmé, že na každém



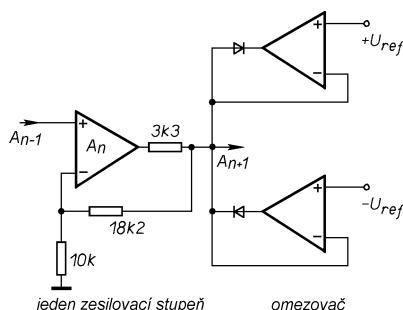
Obr. 132. Logaritmátor s kaskádou postupně limitujících zesilovačů

zvětšení úrovně o 9 dB se zvětší napětí na výstupu sčítacího zesilovače o stejnou velikost, danou příspěvkem od dalšího stupně v limitaci. Pro správnou funkci je však nutné, aby výstupní napětí u všech stupňů v limitaci bylo shodné. Toho lze dosáhnout vhodným zapojením omezovače napětí. Jednodušší řešení jednoho stupně je na obr. 133. Výstupní napětí je omezeno rezistorem ve výstupu OZ a diodami na společný referenční zdroj a může dosáhnout velikosti dané součtem referenčního napětí a prahového napětí příslušné diody. Zpracováváme-li signál jen jednou polarity, lze omezovač zjednodušit využitím větve pro druhou polaritu. U tohoto zapojení však nelze zajistit maximální přesnost, neboť prahová napětí diod se mohou mírně lišit a navíc jsou závislá na teplotě.



Obr. 133. Jeden stupeň „logaritmátoru“ z obr. 132 s omezovačem

Přesnější zesilovač s omezovačem je na obr. 134. Výstupní napětí je usměrňovačem s OZ omezeno přesně na velikost U_{ref} . V tomto případě však potřebujeme na jeden stupeň tři operační zesilovače. Zapojení lze opět zjednodušit, vystačíme-li s jednou polaritou signálu.



Obr. 134. Jeden stupeň „logaritmátoru“ z obr. 132 s přesným omezovačem

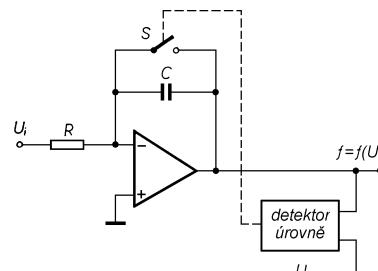
Omezovač by bylo možné vypustit při použití operačních zesilovačů s rozkmitem výstupního napětí v celém rozsahu napájecího napětí (některé typy CMOS). Jako referenční napětí omezovače by pak sloužilo napájecí napětí OZ.

Logaritmátor s kaskádou zesilovačů podle obr. 132 má chybu nejvýše $\pm 0,3$ dB v celém rozsahu 70 dB. Pro správnou funkci je nutné alespoň u prvních několika stupňů kompenzovat vstupní napěťovou nesymetrii. Symetrická funkce logaritmátoru umožňuje při zpracování střídavých signálů zapojit usměrňovač až za logaritmátor a tím dále zvětšit přesnost celého zařízení.

Převodníky

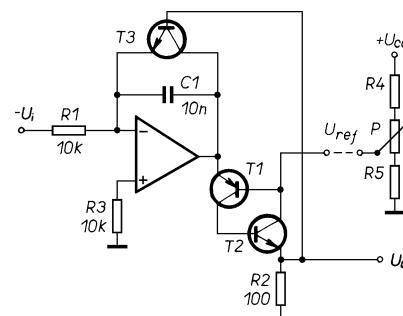
Převodníkem zpravidla míníme zařízení, které převádí signál vyjádřený nějakou fyzikální veličinou na signál jiný, vhodnější pro zpracování. V drtivé většině se jedná o převodníky zpracovávající elektrické signály. Mezi převodníky lze zařadit i usměrňovače a logaritmátory z předchozích kapitol. Pokud je třeba zpracovávat neelektrické veličiny (teplota, rychlosť, intenzita osvětlení, atp.), nejdříve se vhodným čidlem převodou na elektrický signál. Převodníkem pak rozumíme čidlo s elektronickým obvodem, který signál čidla zesílí a případně linearizuje převodní charakteristiky.

Převodník napětí-kmitočet má kmitočet výstupního signálu závislý na vstupním napětí. Zpravidla se snažíme dosáhnout lineární závislosti kmitočtu na vstupním napětí, neboť takový převodník má nejširší uplatnění. Jako převodník napětí-kmitočet můžeme použít generátory tvarových kmitů z obr. 100 nebo 101. V případě převodníků nás však nezajímá tvar výstupního signálu, ale jen linearity převodu a stabilita převodníku. Proto lze použít i jiná zapojení. Často se používá zapojení, jehož princip je na obr. 135.



Obr. 135. Blokové zapojení převodníku napětí-kmitočet

Po rozpojení spínače se napětí na výstupu integrátoru zvětšuje s rychlosťí, přímo úměrnou vstupnímu napětí U_i . Dosáhne-li napětí na výstupu velikosti U_{ref} , spínač sepne, kondenzátor se skokem vybije, spínač se rozpojí a celý cyklus začne znovu. Je zřejmé, že doba nabíjení kondenzátoru je nepřímo úměrná velikosti napětí U_i . Bude-li čas, potřebný pro vybití kondenzátoru, zanedbatelný, bude na výstupu integrátoru signál, jehož kmitočet bude úměrný napětí U_i . Převodník využívající uvedený princip je na obr. 136.



Obr. 136. Převodník napětí-kmitočet

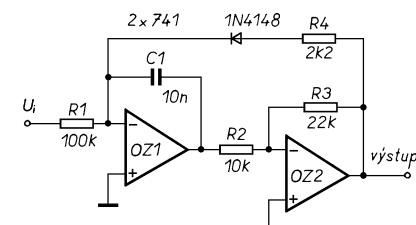
Vstupní (záporné) napětí je přivedeno na integrátor s operačním zesilovačem.

Napětí na výstupu OZ se zvětšuje tak dlouho, dokud se neotevře tranzistor T1. Kollektovým proudem T1 se otevře tranzistor T2, který udržuje T1 otevřený, i když se napětí na výstupu OZ zmenší pod U_{ref} . Pokud jsou tranzistory T1 a T2 otevřeny, objeví se na rezistoru R2 napětí z výstupu OZ zmenšené o úbytek na přechodu báze-emitor T2. Tímto napětím se otevře tranzistor T3, který vybije integrační kondenzátor C1. Po vybití kondenzátoru se napětí na výstupu OZ zmenší k nule, tranzistory se uzavřou a kondenzátor se začne znovu nabíjet. Vybití kondenzátoru je velmi rychlé – na výstupu převodníku je signál a případně linearizuje převodní charakteristiky.

Tento převodník byl popsán v [28] a byly v něm použity dnes již historické OZ řady MAA501. Protože nepředpokládám, že by dnes tyto OZ ještě někdo používal, jsou z původního zapojení využity součástky kmitočtové kompenzace a obvod pro nastavení vstupní napěťové nesymetrie, jenž bývá u moderních OZ zapojen odlišně. V původním zapojení byla chyba linearity menší než 0,05 % pro vstupní napětí od 0 do -2 V. Nastavení převodníku je jednoduché – na vstup přivedeme napětí -10 mV, trimrem pro kompenzaci vstupní napěťové nesymetrie (není zakreslen, zapojte podle doporučení výrobce IO) nastavte na výstupu kmitočet 10 Hz. Zvětšete vstupní napětí na -1 V a změnou U_{ref} , resp. trimrem P nastavte na výstupu 1 kHz. Postup několikrát opakujte.

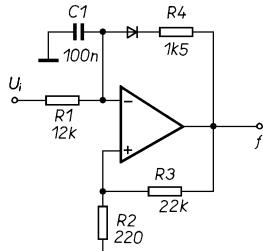
Určitou nevýhodou tohoto převodníku je jeho závislost na teplotě, způsobená závislostí prahového napětí T1.

Jiný převodník, tentokrát se dvěma OZ, je na obr. 137. Jako detektor úrovně je v něm použit Schmittův klopný obvod. Pro zmenšení vlivu teploty a napájecího napětí na převodní konstantu převodníku bylo vhodné výstupní napětí omezit Zenerovými diodami, podobně jako u generátoru z obr. 99. Dalším nedostatkem obvodu z obr. 137 je použití relativně pomalých obvodů typu 741. Vzhledem k malé zatížitelnosti výstupů je v zapojení použit rezistor R4 s poměrně velkým odporem. To, spolu s nevelkou rychlosťí přeběhu použitých OZ, značně prodlouží dobu „zpětného běhu“ převodníku a podstatně zhorší linearity převodu. Vstupní napětí převodníku je záporné. Pro kladné vstupní napětí je třeba změnit polaritu diody. Z výstupu OZ1 můžeme v případě potřeby vyvést signál s pilovitým průběhem napětí, na výstupu OZ2 jsou krátké impulsy.



Obr. 137. Převodník napětí-kmitočet se dvěma OZ

Vypustíme-li integrátor, můžeme dospět k zapojení na obr. 138. Integrátor je zde nahrazen integračním členem $R1C1$. Pro dobrou linearitu převodu je nutné zvolit velký poměr odporů $R3/R2$.

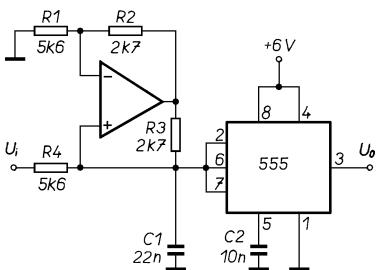


Obr. 138. Převodník napětí–kmitočet s jedním OZ

Na stejném principu pracuje, avšak jinak je zapojen převodník napětí-kmitočet na obr. 139. Operační zesilovač pracuje jako napětím řízený zdroj proudu (Howlandův obvod), který nabíjí kondenzátor C1. Ke kondenzátoru je připojen integrovaný časovač typu 555, zapojený jako astabilní multivibrátor. Dosáhne-li napětí na kondenzátoru dvou třetin napájecího napětí časovače, překlopí se v časovači vnitřní klopný obvod R-S a otevře se vybíjecí tranzistor, připojený k vývodu 7. Vybije-li se kondenzátor na 1/3 napájecího napětí, překlopí se klopný obvod do původního stavu, vybíjecí tranzistor se uzavře a kondenzátor se nabije ze zdroje proudu. Protože vybíjecí proud je podstatně větší než nabíjecí, je také vybití kondenzátoru velmi rychlé. Výstupní kmitočet je pak přímo úměrný nabíjecímu proudu a tím i vstupnímu napětí. V daném zapojení je výstupní kmitočet

$$f=4,2 \ U_v \quad [\text{kHz ; V}],$$

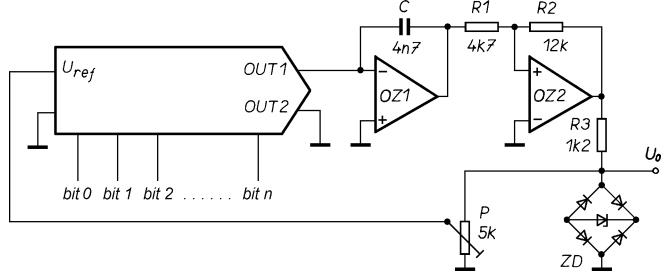
pro vstupní napětí 0 až 5 V je výstupní kmitočet 0 až 21 kHz a odchylka od linearity nejvýše 3 %. Podle typu OZ zapojíme odporový trimr pro kompenzaci vstupní napěťové nesymetrie (není zakreslen) a nastavíme jím linearity převodníku pro malá vstupní napětí.



Obr. 139. Převodník napětí–kmitočet s časovačem 555

V praxi se často vyskytuje potřeba řídit kmitočet číslicovými signály. Požadujeme-li, aby převodník byl naprostě přesný, použijeme kmitočtovou syntézu s fázovým závěsem. V případech, kdy není naprostá přesnost nutná, vystačíme s obvodově mnohem jednodušším převodníkem [29].

Obr. 140.
Převodník
napětí-kmitočet
s číslicově
analogovým
násobícím
převodníkem



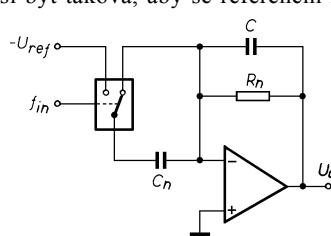
V zapojení na obr. 140 je vstupní rezistor integrátoru nahrazen číslicově analogovým převodníkem, umožňujícím přivést referenční napětí obou polarit (AD7520, MHB7524, MHB7533, resp. K572PA1). Použijete-li převodník, schopný dodat výstupní proud jen v jedné polaritě (např. MDAC08), je třeba použít některé ze zapojení z obr. 136 až 138, v nichž číslicově analogový převodník nahradí rezistor R1.

Převodník kmitočet–napětí bývá součástí mnoha měřicích přístrojů, např. otáčkoměrů. Některé multimetry jsou doplněny rozsahem pro měření kmitočtu. Kmitočet se však zpravidla nemří čítáním impulsů za časový interval, jak tomu bývá u čítačů, ale poněkud překvapivě je použito převodníku kmitočet–napětí. Zapojení měřicího přístroje se tak zjednoduší (není potřeba časová základna a příslušná ovládací logika), přičemž přesnost bývá překvapivě dobrá.

K převodu se nejčastěji používá monostabilní multivibrátor, který je spouštěn signálem s měřeným kmitočtem. Na výstupu multivibrátoru jsou impulsy s konstantní amplitudou a konstantní délkou. Jejich četnost je úměrná kmitočtu vstupního signálu. Zařadíme-li na výstup filtr typu dolního propust, dostaneme na výstupu filtru stejněměrné napětí přímo úměrné měřenému kmitočtu. Přesnost a linearita převodníku pak závisí především na přesnosti použitého monostabilního klopného obvodu.

Kromě převodníku s MKO existují převodníky, které kvantují náboj přímo pomocí přesného kondenzátoru a zdroje referenčního napětí. Náboj kondenzátoru se přenese s každým kmitem vstupního signálu. Zajímavý převodník pracující na tomto principu najdete v [30].

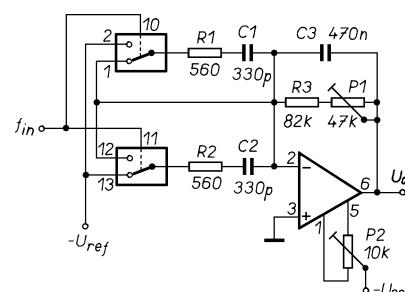
Princip zapojení tohoto převodníku je na obr. 141. Přepínač ovládaný kmitočtem vstupního signálu přepojuje kondenzátor C_n buď na referenční napětí U_{ref} nebo jej vybíjí. Náboj, který projde kondenzátorem C_n během nabíjení, vyvolá proud tekoucí rezistorem R_n . Na odporu R_n vznikne úbytek napětí, přímo úměrný přenesenému náboji. Kondenzátor C slouží jen k filtraci výstupního napětí a jeho kapacita není kritická. Perioda a střída vstupního signálu musí být taková, aby se referenční kon-



Obr. 141. Princip převodníku U/f

denzátor C_n stačil zcela vybít a nabít. Protože při praktické realizaci je nutné omezit odporem nabíjecí a vybíjecí proudy, je nutné, aby časová konstanta nabíjení a vybíjení byla mnohem kratší než obě části periody měřeného signálu. Další podmínkou je použití dostatečně rychlého operačního zesilovače s takovou kmitočtovou kompenzací, aby byl stabilní i při zesílení jedna.

Praktické provedení převodníku je na obr. 142. Aby bylo dosaženo co nejmenšího zvlnění, je kvantovací kondenzátor rozdělen na dvě části, které se vybíjejí a nabíjejí střídavě. V zapojení jsou použity dva analogové přepínače CMOS typu 4053. S použitým OZ bylo dosaženo velmi dobré linearity pro kmitočty od 0 do 22 kHz. Pro kladné výstupní napětí je třeba, aby referenční napětí bylo záporné. Lze použít buď integrovaný stabilizátor 78L02, nebo při větších nározcích na stabilitu referenční zdroj AD580 (MAB580S). Pro optimální využití je vhodné převodníku předřadit děličku dvěma. Odporovým trimem P1 pak nastavíme na výstupu převodníku napětí 2 V pro vstupní kmitočet 20 kHz.

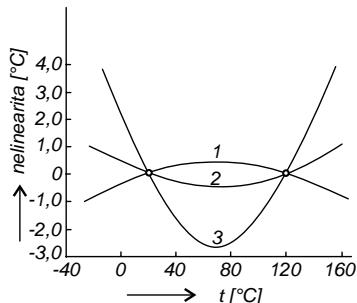


Obr. 142. Praktické zapojení převodníku U/f. Použitý operační zesilovač je typu TLC271 a vývod 8 má připojen na záporné napájecí napětí

Další, velmi častá aplikace operačních zesilovačů je v **převodnících teplota-napětí**. Teplota je často sledovaná veličina nejen v průmyslových aplikacích, ale i v běžném životě. Protože měření teploty je v dědčný námět, vzniklo těchto převodníků velké množství. Ke snímání teploty lze použít buď speciální součástky pro měření teploty, nebo součástky, u nichž tepelná závislost je druhotným jevem a vyplývá z fyzikální podstaty jejich funkce. Mezi součástky z první skupiny můžeme zařadit např. odporové teploměry (Pt100, Pt1000, KTY..), termočánky, polovodičové snímače (LM335) a termistory. Za druhou skupinu jmenujme alespoň tepelnou závislost napětí na polovodičovém přechodu v propustném směru, které se mění asi o 2,2 mV na každý °C. Vyšší cena speciál-

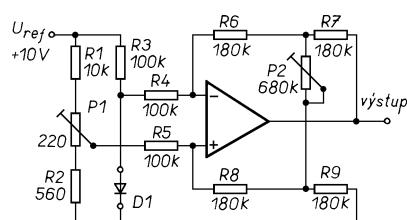
ních součástek je důvodem, proč se v amatérských konstrukcích častěji používá jako čidlo právě polovodičový přechod, než speciální čidla.

Závislost výstupní veličiny (odporu, napětí, proudu) na teplotě není u žádného čidla přesně lineární. Na obr. 143 je orientačně závislost chyby různých čidel, pokud je považujeme za lineární a převodník je nastaven přesně ve dvou bodech – zde 20 a 120 °C.



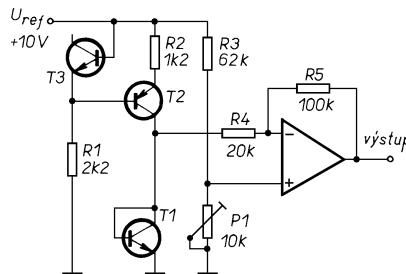
Obr. 143. Průběhy nelinearity převodníků charakteristik platinového odporového čidla (1), polovodičového přechodu (2) a termočlánku měď-konstantan (3)

Jednoduchý převodník teplota-napětí s diodou jako teplotním čidlem je na obr. 144. Dioda D1 je napájena přibližně konstantním proudem (asi 100 μ A), procházejícím rezistorem R3. Rezistory R1, R2 a P1 kompenzují úbytek napětí na diodě. Odporovým trimrem P1 nastavíme na výstupu 0 V pro teplotu 0 °C, případně pro jinou zvolenou teplotu – např. 20 °C. Změny napětí na D1 jsou zesilovány rozdílovým zesilovačem, jehož zesílení je asi 5. Trimrem P2 nastavíme zesílení tak, aby se na výstupu převodníku napětí měnilo o 10 mV na každý °C.



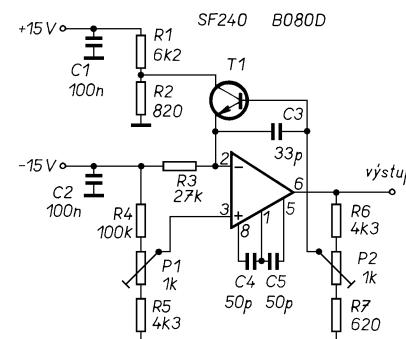
Obr. 144. Převodník teplota-napětí s diodou jako teplotním čidlem

Zapojení obdobného převodníku je na obr. 145. Místo diody je jako čidlo použit tranzistor T1, který má spojeny vývody báze a kolektoru. Tranzistor je napájen ze zdroje konstantního proudu asi 100 μ A. Odporovým trimrem P1 nastavujeme na výstupu 0 V pro teplotu 0 °C, podobně jako v předchozím případě. Zesilovač s OZ zesiluje 5krát rozdíl napětí mezi T1 a P1. Přesně lze zesílení upravit změnou odporu rezistoru R5 na žádaných 10 mV na °C. Protože v tomto zapojení není použit rozdílový zesilovač, bude nastavení P1 a R5 na sobě závislé. V původním pramenu [31] nebylo třeba zesílení přesně nastavit, protože teploměr se zkaliroval nastavením citlivosti následného převodníku A/D s obvodem C520D. Referenční napětí bylo získáno ze stabilizátoru s MAA723.



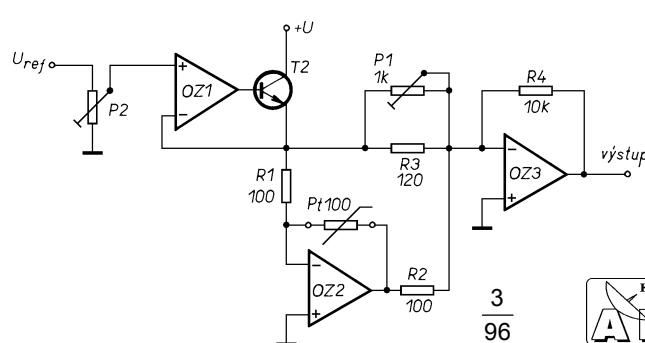
Obr. 145. Převodník teplota-napětí s tranzistorem jako teplotním čidlem

Dokonalejší převodník je na obr. 146. Jako čidlo teploty je v něm použit tranzistor T1. Tranzistor nepotřebuje zdroj konstantního proudu, protože je zapojen ve zpětné vazbě OZ a je na něm konstantní napětí. Kolektorový proud je asi 450 μ A. Aby se tranzistor v zapojení nerozkmital, je vhodné na jeho přívody navléknout feritové perličky. Podobně jako v předchozích zapojeních se odporovým trimrem P1 nastaví 0 V na výstupu při 0 °C, trimrem P2 pak citlivost převodníku na 10 mV/°C.

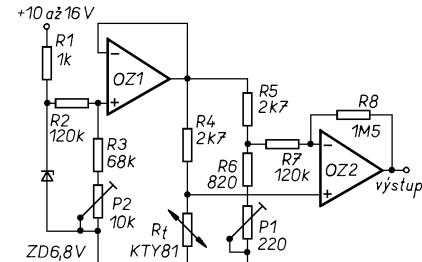


Obr. 146. Jiný převodník teplota-napětí s tranzistorem

Odporové teplotní čidlo řady KTY (Siemens, Philips) je použito v převodníku na obr. 147. Při pečlivém nastavení umožňuje dosáhnout přesnosti $\pm 0,02$ °C v rozsahu měřených teplot 0 až 100 °C. Operační zesilovač OZ1 pracuje jako zdroj konstantního napětí asi 2,5 V, kterým je napájen odporový můstek, v jehož jedné věti je zapojeno čidlo. Napětí, vzniklé rozvážením můstku vlivem teploty, je zesilováno zesilovačem s OZ2. Čidla řady KTY mají zpravidla odpor 1000 nebo 2000 Ω při teplotě 25 °C a jsou použitelná v rozsahu teplot -50 až 150 °C. Trimrem P1 nastavíme výstupní napětí 0 V při 0 °C, citlivost převodníku 50 mV/°C pak trimrem P2. U tohoto převodníku doporučují zapojit jinak zdroj napětí pro můstek,



neboť obyčejný stabilizátor se Zenerovou diodou nemůže zajistit dostatečnou stabilitu nastavení převodníku při větších změnách napájecího napětí.



Obr. 147. Převodník teplota-napětí s odporovým teplotním čidlem řady KTY. s odporem 1000 Ω při teplotě 25 °C

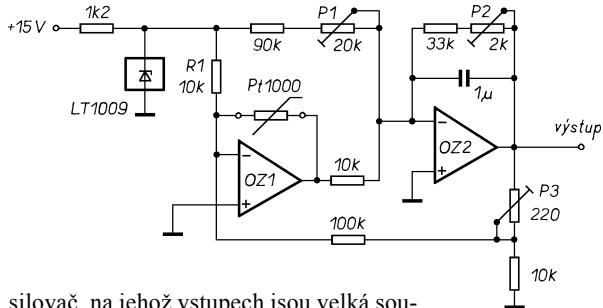
Pro měření ve větším teplotním rozsahu se nejčastěji používá platinových nebo niklových odporových čidel. Např. s čidlem Pt100 (odpor 100 Ω při 0 °C) lze měřit teplotu v rozsahu od -215 do +850 °C. Určitou nevýhodou je nelineární závislost odporu čidla na teplotě. Odpor čidla pro některé teploty a změna odporu na jeden °C je v tab. 7.

Tab. 7. Závislost odporu čidla Pt100 na teplotě

Teplota [°C]	Odpor [Ω]	Změna [$\Omega/°C$]
-215	10,41	
-200	18,53	
-150	39,65	0,42
-100	60,20	0,41
-50	80,25	0,40
0	100,00	0,39
50	119,40	0,38
100	138,50	
150	157,32	0,37
200	175,84	
250	194,08	0,36
300	212,03	
350	229,69	0,35
400	247,06	
450	264,14	0,34
500	280,93	
550	297,43	0,33
600	313,65	
650	329,57	0,32
700	345,21	
750	360,55	0,30
800	375,61	
850	390,38	0,29

Bez linearizace závislosti odporu čidla na teplotě lze převodník s přijatelnou chybou použít pouze v rozsahu několika desítek °C. Jednoduchý převodník s čidlem Pt100 je na obr. 148. Oproti klasickému zapojení s Wheatstoneovým můstekem není v tomto zapojení nutný rozdílový ze-

Obr. 148. Převodník teplota-napětí s platinovým odporovým teplotním čidlem Pt100



Obr. 149.
Převodník teplota–na-
pětí s platinovým
odporovým teplotním
čidlem Pt1000 a
s nastaveněním ve třech
bodech

silovač, na jehož vstupech jsou velká souhlasná stejnosměrná napětí. V zapojení na obr. 148 je teploměrné čidlo zapojeno ve zpětné vazbě operačního zesilovače OZ2. Na výstupu OZ2 je záporné stejnosměrné napětí, které je úměrné odporu čidla. Proud tekoucí z výstupu OZ2 přes rezistor R2 je při teplotě 0°C kompenzován proudem, protékajícím rezistorem R3 a trimrem P1. Při změně odporu čidla (změně teploty), nejsou tyto proudy stejné a na výstupu OZ3 se objeví napětí úměrné změně odporu. Proud procházející rezistorem R4 pak odpovídá rozdílu vstupních proudů.

Nastavení převodníku je velmi jednoduché. Čidlo nahradíme rezistorem s odporem přesně $100\ \Omega$. Trimrem P1 nastavíme na výstupu převodníku 0 V. Pak odpor náhradního rezistoru zvětšíme na $138,5\ \Omega$ a trimrem P2 nastavíme na výstupu napětí, odpovídající teplotě $100\ ^\circ\text{C}$. Napětí na emitoru T1 nemůže být příliš velké, aby čidlem neprotékal velký proud, který by čidlo ohříval a zkresloval tak měřený údaj. Únosná velikost protékajícího proudu je $5\ \text{mA}$, odpovídající napětí $0,5\ \text{V}$. Je-li změna napětí na výstupu převodníku pro daný rozsah teplot příliš malá nebo velká, upravíme odpor rezistoru R4.

Podobně zapojení převodníku je na obr. 149. Od předešlého se liší hlavně možností nastavení ve třech bodech a tím i mnohem lepší linearitou převodu. U zapojení je udávána chyba nejvýše $\pm 0,025$ °C pro teploty v rozmezí 0 až 100 °C. K nastavení použijeme, podobně jako v předešlém případě, místo čidla odporovou dekádu nebo vybrané rezistory s přesným odporem. Nejprve trimrem P1 nastavíme na výstupu 0 V při náhradním odporu 1000 Ω (0 °C). Pak opakovaným nastavením trimrů P2 a P3 (trimry P2 a P3 jsou navzájem závislé) nastavíme na výstupu 10 V pro 100 °C (1392,6 Ω) a 3,5 V pro 35 °C (1138,7 Ω).

Při menších nárocích na přesnost můžeme použít převodník teplota–napětí

s termistorem NTC. Termistor je nesrovnatelně levnější než platinový měřicí odpor, jeho nevýhodou je však exponenciální závislost vodivosti na teplotě. Odpor termistoru R_T v závislosti na teplotě T lze vyjádřit vztahem

$$R_T = A e^{B/T},$$

kde A je odpor termistoru při teplotě blížící se nekonečnu a B je materiálová konstanta.

V malém rozsahu teplot můžeme exponentiální závislost nahradit přímkou. Toho je využito v jednoduchém převodníku podle obr. 150. Chyba převodníku je nejvýše $0,5^{\circ}\text{C}$ v rozsahu teplot 40°C . Ve středu rozsahu je chyba nejmenší. Termistor je zapojen v můstku, rozdílové napětí je zesíleno operačním zesilovačem. Výstupní napětí se mění asi o $0,5\text{ V}$ na každý stupeň. Do „rozsahu“ převodník nastavíme trimrem P1, citlivost lze upravit změnou napájecího napětí můstku (změnou Zenerova napětí stabilizační diody).

Obr. 150. Převodník teplota–napětí s termistorem NTC

Ovšem i s termistorem lze vyrobit převodník s výbornou linearitou. Vtipně je tento problém vyřešen v převodníku **teplota-kmitočet** podle obr. 151. U tohoto převodníku se exponenciální závislost odporu termistoru porovnává s exponenciálním průběhem napětí při nabíjení kondenzátoru. Na výstupu OZ1 je napětí, od-

povídající vodivosti termistoru. Je-li spínač uzavřen, je kondenzátor C2 zcela výbit a na rezistoru R2 je plné napájecí napětí. Po rozpojení spínače se kondenzátor C2 nabíjí a napětí na R2 se zmenšuje, až dosáhne velikosti U_0 . Pak se překlopí komparátor a spustí monostabilní klopný obvod s časovačem 555. Po dobu překlopení MKO (t_1) je sepnut analogový spínač CMOS (4016) a kondenzátor C2 se vybije.

Po rozpojení spínače se napětí na R_2 zmenší na velikost U_0 za dobu $t = t_0$

$$U_0 = U e^{-t_0/\tau},$$

kde U je napájecí napětí $+U_{cc}$ a $\tau = R2C2$.
Napětí na výstupu OZ1 je

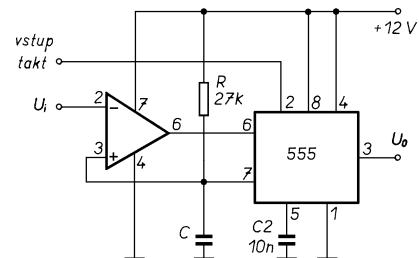
$$U_0 = U_{ref} \frac{R1}{R_T} .$$

Potom porovnáním těchto výrazů a doplněním za R_T (již dříve zmíněný vzorec odporu termistoru), zvolením vhodné velikosti $R1$, U a U_{ref} lze výraz zjednodušit na

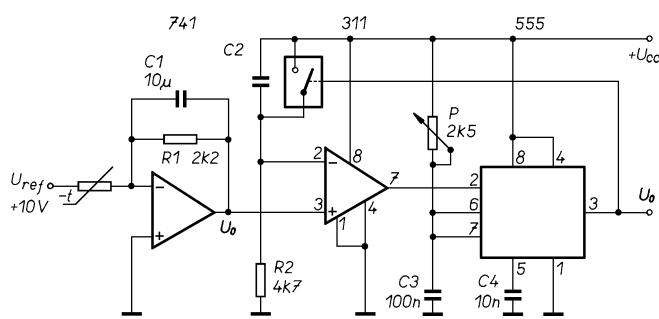
$$T = \tau B \frac{1}{t_0}.$$

Z výsledného vzorce je zřejmé, že doba nabíjení kondenzátoru je nepřímo úměrná měřené teplotě. Bude-li doba t_1 vybíjení kondenzátoru C_2 zanedbatelná proti t_0 , bude kmitočet výstupního signálu přímo úměrný měřené teplotě. Z těchto důvodů by bylo vhodné zapojení upravit a na místě spínače použít bipolární tranzistor nebo tranzistor VMOS a vhodnou volbou P a C_3 co nejvíce zkrátit čas t_1 . Kondenzátor C_2 se za dobu t_1 musí zcela vybit.

Převodník napětí–střída (šířkový modulátor) je na obr. 152. Monostabilní klopný obvod s časovačem 555 je spouštěn vnějším generátorem taktu. Kondenzátor C se nabíjí přes rezistor R tak dlouho, dokud napětí na něm nebude shodné s napětím U_i . Pak se překlopí komparátor s OZ a tranzistor v časovači kondenzátor vybije. Šířka výstupního impulsu časovače je tak přímo úměrná vstupnímu napětí. S dalším taktem hodinového impulsu se celý děj opakuje. Pro lepší linearity převodu by bylo vhodné nahradit rezistor R zdrojem proudu.



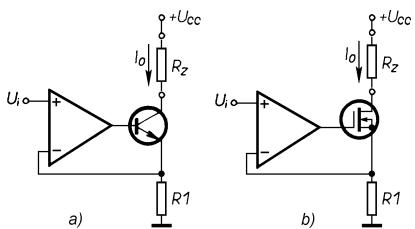
Obr. 152. Převodník napětí–střída



Obr. 151. Lineární převodník teplota-kmitočet s termistorem NTC.

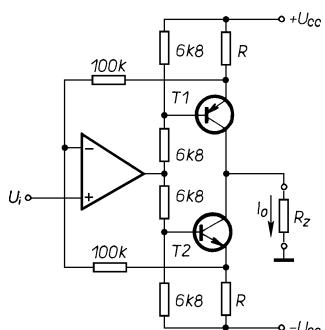
činitele tranzistoru. Proudový zesilovací činitel se ovšem zmenšuje při velmi malých a velkých kolektorových proudech. To způsobuje nelinearitu převodníku, který pak lze použít pouze pro nenáročné účely, např. jako proudový zdroj při nabíjení akumulátorů. Lepších výsledků lze dosáhnout, použijeme-li tranzistor řízený polem, jako na obr. 160b. Obě zapojení z obr. 160 mají tu výhodu, že napájecí napětí $+U_{cc}$ může být podstatně větší, než napájecí napětí OZ – proto může být větší i napětí na zátěži. Výstupní proud je opět

$$I_o = \frac{U_i}{R1} .$$



Obr. 160. Převodník napětí-proud se zátěží připojenou k $+U_{cc}$

Variantou k zapojení z obr. 160, umožňující řídit výstupní proud v obou polářích, je zapojení na obr. 161. Protože koncovými tranzistory převodníku teče značný proud, je toto zapojení vhodné spíše pro menší výstupní proudy. Výstupní proud je v tomto zapojení $I_o = 2U_i/R$, nezbytnou podmínkou je přesná symetrie napájecího napětí. S uvedenými součástkami je příčný proud přibližně $I_p = U_{cc}/2R$.



Obr. 161. Převodník napětí-proud se symetrickým výstupem

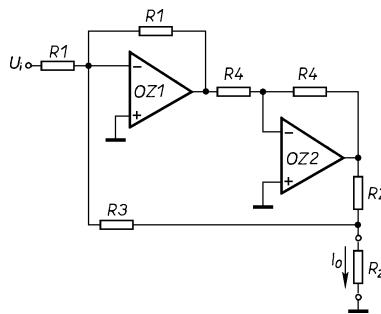
Převodník napětí-proud se dvěma OZ je na obr. 162. Operační zesilovače jsou zapojeny jako invertující zesilovače. Na vstupu OZ1 se sčítá jak příspěvek od vstupního napětí U_i , tak od napětí na zátěži U_z . Protože napětí U_z je závislé na zatěžovacím odporu R_z , dosáhneme touto vazbou, že proud zátěži je závislý jen na vstupním napětí U_i a odporu rezistoru R_2

$$I_o = \frac{U_i}{R2} .$$

Podmínkou pro správnou funkci převodníku je, aby

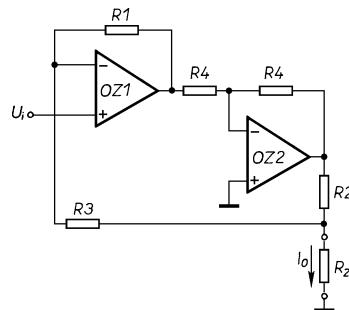
$$R1 = R2 + R3 ,$$

přičemž rezistory by měly být přesné.



Obr. 162. Převodník napětí-proud se dvěma OZ

Úpravou zapojení z obr. 162 dostaneme zapojení na obr. 163. Liší se pouze použitím diferenčního zesilovače na místě OZ1. Ušetříme tak jeden rezistor a vstupní impedance převodníku se zvětší.

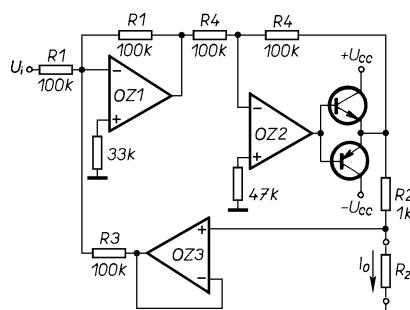


Obr. 163. Převodník napětí-proud se dvěma OZ a s diferenčním zesilovačem

Praktické provedení převodníku z obr. 162 je na obr. 164. Zapojením komplementární dvojice tranzistorů do výstupu OZ2 je možné zvětšit výstupní proud převodníku, vložením sledovače napětí s OZ3 do větve zpětné vazby se zbabíme nutnosti splnit podmínek $R1 = R2 + R3$. Rezistory zapojené mezi neinvertující vstupu a zem kompenzují vstupní proudy operačních zesilovačů a nejsou nutné, použijeme-li OZ s tranzistory řízenými polem ve vstupních obvodech. Potřebujeme-li měnit rozsah (převodní konstantu) převodníku, stačí měnit odpor rezistoru $R2$. Výstupní proud je opět

$$I_o = \frac{U_i}{R2} .$$

V původním zapojení byly použity rezistory s tolerancí 0,1 % a dosažená linearity převodu byla lepší než 0,1 %. Rozsah výstupního proudu byl ± 10 mA pro vstupní napětí ± 10 V.



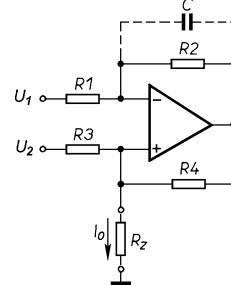
Obr. 164. Praktické provedení převodníku z obr. 162 se dvěma OZ

Pro svou jednoduchost se nejvíce používá převodník s jedním operačním zesilovačem, známý také jako Howlandův obvod. Bude-li platit vztah

$$\frac{R2}{R1} = \frac{R4}{R3} ,$$

bude výstupní proud převodníku

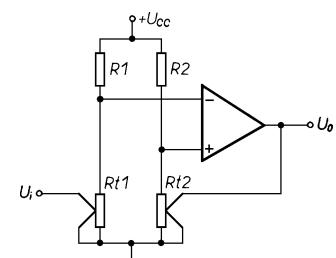
$$I_o = \frac{U_2 - U_1}{R3} .$$



Obr. 165. Howlandův obvod

V praxi se zpravidla používá jen vstupní svorka U_2 a svorka U_1 se spojí s nulovým potenciálem (se zemí). V závislosti na tolerancích rezistorů je někdy nutné použít kondenzátor, čárkovaný naznačený ve schématu, zlepšující stabilitu převodníku. Potřebujeme-li zvětšit výstupní proud převodníku, doplníme obvod o výstupní zesilovač. Při přepínání rozsahů je třeba přepínat současně rezistoru $R4$ a $R3$ tak, aby poměr jejich odpovídajících hodnot zůstal zachován.

Zajímavou aplikací jsou také **převodníky efektivní hodnoty střídavého napětí** na stejnosměrné napětí. Takový převodník lze navrhnout několika způsoby. Pro signály nízkých kmitočtů se nejčastěji používá převodník s analogovou násobičkou. Pro vysokofrekvenční signály je jednodušší využít tepelných účinků měřeného signálu. Převodník se dvěma nepřímo žhavenými termistory je na obr. 166. Měřený signál je přiveden na žhavící vinutí termistoru $Rt1$. Ohřátím termistoru se rozváží můstek a na výstupu OZ se objeví napětí, kterým je ohříván termistor $Rt2$. Za předpokladu, že oba termistory jsou shodné, odpovídá stejnosměrné napětí na výstupu OZ efektivní hodnotě napětí U_i .



Obr. 166. Převodník efektivní hodnoty střídavého napětí na stejnosměrné se dvěma nepřímo žhavenými termistory

Určitým problémem může být sehnání vhodných nepřímožhavených termistorů (ze všeho nejvíce připomínají elektronky). Při amatérské realizaci se nabízí možnost nahradit tento termistor kombinací žárovka-fotorezistor, použitelný rozsah vstupních napětí však bude menší.

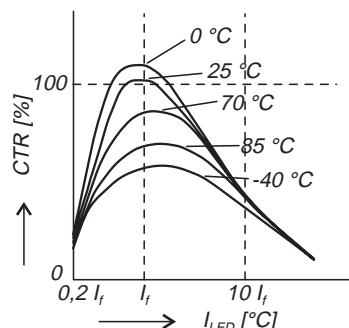
Izolační zesilovače

Izolační zesilovače se používají ke galvanickému oddělení zdroje signálu a následných obvodů. Izolační zesilovač lze zkonstruovat několika způsoby. Popíšeme si několik zapojení, používajících přímý přenos analogového signálu optočlenem. Jinou možností je převést analogový signál na kmitočet vhodným převodníkem, impulsní signál oddělit transformátorem nebo optočlenem a následně zpracovat převodníkem kmitočet-napětí.

Zatímco oddělit optočlenem signál jen se dvěma úrovněmi (zapnuto-vypnuto), používaný v digitálních obvodech, není problém, při přenosu analogového signálu se musíme potýkat s nelinearitou a teplotní závislostí oprotu.

Optočleny mohou být různých typů, nejčastěji se setkáte s optočlenem s LED jako vysílačem a fototranzistorem na přijímací straně. Méně často se používá optočlen LED-fotodioda, který je méně citlivý, zato je schopen pracovat při vyšších kmitočtech a má menší šum [33].

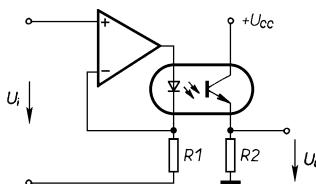
U optočlenu je jedním z důležitých parametrů přenos (CTR). Uzávěrka v procentech, jak velký je poměr proudu, který prochází fototranzistorem (fotodiodou) k proudu tekoucí LED. Přenos optočlenu se mění podle proudu LED, největší je zpravidla v okolí jmenovitého proudu. Typický průběh přenosu v závislosti na proudu, procházejícím LED, je na obr. 167. Jmenovitý proud optočlenu je označen I_f . Běžné optočleny s fototranzistorem mají CTR okolo 100 %, optočleny s fotodiodou pak asi o dva řády menší.



Obr. 167. Typická závislost přenosu optočlenu na procházejícím proudu a teplotě

Pro přenos analogového signálu je třeba budit LED proudem, úměrným vstupnímu napětí. Jednoduchý izolační zesilovač je na obr. 168. V zapojení je vlastně jen

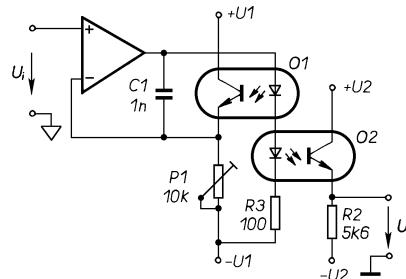
optočlen, doplněný na primární straně zdrojem proudu a na výstupní zatěžovacím rezistorem. Vstupní napětí U_i vyvolá proud svítivou diodou $I_d = U_i / R_1$, proud procházející fototranzistorem pak úbytek napětí na rezistoru R_2 .



Obr. 168. Jednoduchý izolační zesilovač

Aby tento izolační zesilovač pracoval, musí být vstupní napětí kladné a větší než nula. Nejlépe je zvolit takové předpětí, při kterém se pracovní bod oprotu dostane do oblasti, kdy je přenos jen málo závislý na protékajícím proudu a zádaný signál superponovat na toto předpětí. Pak bude také linearita zesilovače nejlepší.

Právě problémy s linearitou optočlenů a jejich teplotní závislostí (viz obr. 167) daly vzniknout zapojením, které se snaží tyto nedostatky odstranit. Jeden ze způsobů linearizace zesilovače je na obr. 169.



Obr. 169. Izolační zesilovač se dvěma optočleny a s linearizací na primární straně

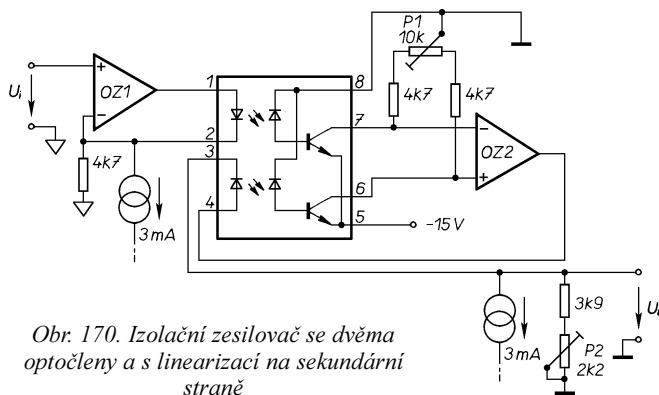
Zesilovač je doplněn o druhý optočlen, který je zapojen ve zpětné vazbě operačního zesilovače. Protože mezi vstupem OZ je napětí blízké nule, snaží se zpětná vazba nastavit takový proud vysílači diodou optočlenu, aby fototranzistor tekly proudy, při němž je napětí na invertujícím vstupu OZ shodné se vstupním napětím. Za předpokladu, že budou oba optočleny shodné, bude i výstupní napětí U_o shodné se vstupním napětím U_i . Protože emitorové rezistory jsou připojeny místo na zem na záporné napájecí napětí, je izolační zesilovač schopen pracovat s kladným i záporným

napětím – stejnosměrné předpětí jako v předchozím případě není potřeba, neboť trvaný klidový proud optočlenem je zajištěn již konstrukcí izolačního zesilovače. Trimrem P1 nastavíme nulové výstupní napětí při nulovém vstupním napětí. Vzhledem k nepříliš velké rychlosti optočlenu s fototranzistorem má zapojení sklon k oscilačím na vyšších kmitočtech. Stabilitu zesilovače zlepšíme kondenzátorem C1, zapojeným ve zpětné vazbě OZ.

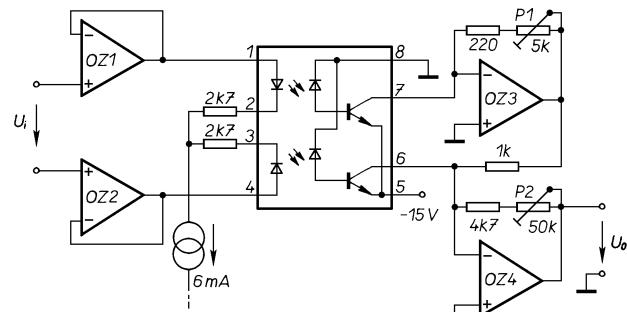
V praxi nejsou nikdy dva optočleny zcela shodné, a tak se nelinearitu převodníku nepodaří nikdy zcela potlačit. V praxi dosažená linearita je lepší než 1 % v celém rozsahu vstupních napětí. Lepší linearita lze dosáhnout použitím speciálních optočlenů (např. IL300), ve kterých jedna společná LED svítí na dvě fotodiody. Odchylka od linearity zesilovače se zmenší na 0,1 %, při použití přesných OZ až na 0,01 % [34].

V zapojení na obr. 169 byl izolační zesilovač linearizován zpětnou vazbou na primární straně. Poněkud složitější je zapojení optoizolačního zesilovače s linearizací na sekundární straně. Jedno z možných zapojení je na obr. 170, které používá dvojitý optočlen s fotodiodami a tranzistorem (např. HP5082-4354 nebo PC9D17). Na primární straně je LED napájena z proudového zdroje s OZ1. Aby bylo možné zpracovávat i záporná vstupní napětí, teče v klidu LED proud asi 3 mA z pomocného proudového zdroje. Kolektorové proudy výstupních tranzistorů optočlenu se porovnávají – zpětná vazba OZ2 udržuje proud LED tak velký, aby kolektorové proudy byly stejné. Pokud jsou oba optočleny v pouzdře shodné, bude shodný i proud tekoucí oběma LED. Na sekundární straně pak stačí do série s LED zapojit vhodný rezistor. Po kompenzaci klidového proudu pomocným proudovým zdrojem bude úbytek napětí na tomto rezistoru odpovídat vstupnímu napětí na primární straně. Protože ani v tomto případě nejsou optočleny zcela shodné, je třeba při praktické realizaci nastavit trimrem P1 nulové výstupní napětí pro nulové vstupní napětí a trimrem P2 zesílení rovnějné.

Nelinearitu optočlenu lze také částečně kompenzovat, použijeme-li dva optočleny pracující v protifázi. Zapojení takového izolačního zesilovače je na obr. 171. Bude-li se proud jednou LED zmenšovat, proud druhou se o stejný díl zvětší. Trimrem P1 nastavíme „nulu“ na výstupu, P2 zesílení. Dosažená linearita bude však horší než u převodníku se zpětnou vazbou.



Obr. 170. Izolační zesilovač se dvěma optočleny a s linearizací na sekundární straně



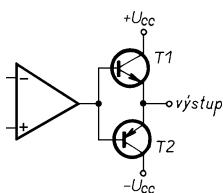
Obr. 171. Izolační zesilovač s kompenzací

Rozšíření rozsahu výstupních napětí a proudů

Běžné operační zesilovače mají rozsah výstupních napětí omezen napájecím napětím a výstupní proud je nejvýše několik desítek mA. V některých případech potřebujeme operační zesilovač schopný dodat větší výstupní napětí nebo větší výstupní proud, případně obojí. Pak máme dvě možnosti: budeme sestavíme operační zesilovač „na míru“ z diskrétních součástek, nebo využijeme již hotový OZ a doplníme jej vhodným koncovým zesilovačem. Pokud potřebujeme pouze větší výstupní proud, můžeme použít výkonový OZ. Některé typy integrovaných obvodů, určených původně pro nízkofrekvenční zesilovače (MDA2020, TDA2030, A2030 apod.) – mají vývody s funkcí shodnou s běžnými OZ. Jsou také zpravidla podstatně levnější než speciální výkonový OZ. Výstupní proud může být až ± 5 A.

Použití výkonového OZ nemusí být vždy účelné. Potřebujeme-li zvětšit výstupní proud na několik desítek nebo stovek miliamper, nebo máme-li volný OZ v pouzdře s více obvody, je často výhodnější doplnit klasický operační zesilovač několika diskrétními součástkami než použít dražší obvod.

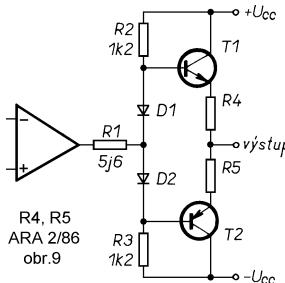
Na obr. 172 je jednoduchý způsob, jak zvětšit výstupní proud OZ. Na výstup operačního zesilovače je připojena komplementární dvojice tranzistorů. Proudový zesilovací činitel tranzistorů určuje, kolikrát je výstupní proud větší než výstupní proud OZ.



Obr. 172. Zvětšení výstupního proudu OZ

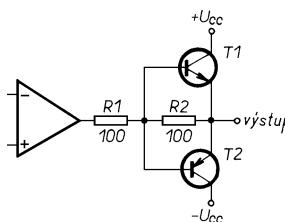
Toto zapojení představuje vlastně koncový stupeň pracující v čisté třídě B a pro některé aplikace zcela vyhoví. V jiných (např. v nízkofrekvenčních zesilovačích) však může vadit přechodové zkreslení, kterým se tento jednoduchý proudový zesilovač vyznačuje. V takovém případě lze použít zapojení z obr. 173 s koncovým stupněm pracujícím ve třídě AB. Výstupní napětí OZ je na bázi T1 zvětšeno o úbytek napětí na diodě D1, napětí na bázi T2 je o úbytek na D2 zmenšeno. Rozdíl napětí mezi bází T1 a bází T2 způsobí, že tranzistory prochází trvale malý klidový proud. Odpory rezistorů R4 a R5 jsou zpravidla jen několik ohmů a volíme je podle potřeby tak, aby klidový proud byl několik mA. Přechodové zkreslení je touto úpravou zpravidla zcela odstraněno. Rozkmit výstupního napětí a dosažitelný výstupní proud je však v tomto zapojení menší, než u zapojení podle obr. 172. Proud do bázi

tranzistorů zde totiž neteče přímo z výstupu OZ, ale přes rezistory R2 (do báze T1) a R3 (do báze T2). Zvětšuje-li se výstupní napětí OZ, zmenšuje se proud tekoucí R2 a tím i největší dosažitelný výstupní proud koncového stupně.



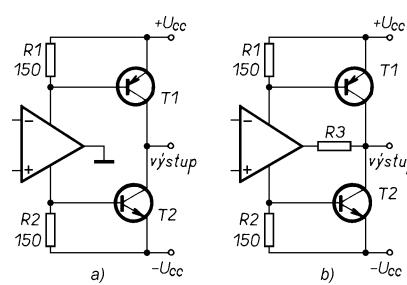
Obr. 173. Koncový stupeň pracující ve třídě AB

Jiný koncový stupeň k operačnímu zesilovači je na obr. 174. Problém s přechodovým zkreslením je zde vyřešen jiným způsobem – při malých výstupních signálech je výstup buzené přímo z výstupu OZ přes rezistory R1 a R2 a tranzistory T1 a T2 se vůbec neuplatní. Teprve při silnějších signálech se otevří tranzistor T1, resp. T2. Odpor rezistoru R2 volíme tak, aby se tranzistory otevřívaly před dosažením maximálního výstupního proudu OZ. S odporem 100 Ω se otevří při ± 5 mA, což vyhoví pro většinu běžných OZ. Odpor rezistoru R1 není kritický a v některých zapojeních je nahrazen zkratem.



Obr. 174. Jiný koncový stupeň pro zvětšení výstupního proudu OZ

Poněkud nezvykle je zapojen koncový stupeň na obr. 175. Výstup operačního zesilovače na obr. 175a je dokonce přímo uzemněn. Zkratový proud však prochází také napájecími přívody OZ. Je-li výstupní zkratový proud OZ kladný (výstupní napětí by mělo být kladné), teče tento zkratový proud také přívodem kladného napájecího napětí. Zafádime-li do tohoto přívodu rezistor s vhodným odporem, můžeme úbytekem napětí na tomto rezistoru otevřít tranzistor koncového stupně. Odpor rezis-



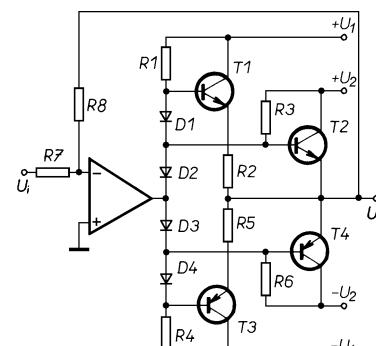
Obr. 175. Koncový stupeň s buzením napájecím proudem OZ

torů R1 a R2 nesmí být příliš velký, jinak budou klidovým napájecím proudem OZ tranzistory trvale otevřeny.

Zapojení na obr. 175a má přechodové zkreslení – při slabých signálech jsou oba tranzistory uzavřeny. Proto se většinou používá úprava zapojení podle obr. 175b, kdy je výstup při slabých signálech buzené přímo z výstupu OZ. Odpor R3 by neměl být příliš velký, někdy je zcela vypuštěn a nahrazen zkratem.

Zapojení z obr. 175 nelze použít u vý cenásobných OZ, u nichž je napájení spojene pro několik systémů. Rovněž některé typy OZ nejsou vhodné – budou se jejich klidový proud příliš měnit s teplotou nebo se po zapojení rezistoru do přívodu napájení rozkmitají. Obecně jsou zpravidla vhodnější bipolární OZ. Ze známých typů lze v tomto zapojení použít např. NE5534, 741 a 748.

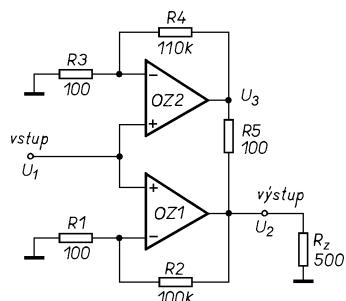
Zajímavý koncový stupeň se dvěma úrovněmi napájecího napětí je na obr. 176. Malé signály jsou zesilovány tranzistory T1 a T3, které jsou napájeny z menšího napájecího napětí U_1 , zatímco tranzistory T2 a T4 teče jen malý klidový proud. Při silném signálu dosáhne rozkmit výstupního napětí takové amplitudy, že tranzistory T1 a T3 již nejsou schopny jej dál zesilovat. Pak je signál zesilován tranzistory T2 a T4, připojenými na větší napájecí napětí U_2 . Pro správnou funkci zapojení je nutné, aby $|U_1| < |U_2|$. V praxi můžeme použít např. $U_1 = \pm 5$ V a $U_2 = \pm 12$ V. Výhodou tohoto zapojení je mnohem větší účinnost koncového stupně pro slabé signály než u koncového stupně trvale napájeného maximálním napětím. To může být výhodné zvláště u zařízení napájených z baterií.



Obr. 176. Koncový stupeň se dvěma úrovněmi napájecího napětí

Někdy se může stát, že operační zesilovač požadovanou zátěž právě „neutáhne“ a zpravidla by stačilo jeho výstupní proud zdvojnásobit. První myšlenka, která každého jistě napadne, je zapojit dva OZ paralelně. Bohužel tak jednoduše to nejde. I malý rozdíl ve vstupní napěťové nesymetrii použitých OZ způsobí, že výstupy OZ budou mít velmi rozdílný potenciál. Spojíme-li proto výstupy nakrátko, poteče mezi nimi vyrovnavací proud, prakticky rovný zkratovému proudu. Naštěstí lze tento problém obejít za cenu malého zmenšení rozkmitu výstupního napětí. Jedno z možných zapojení je na obr. 177 [35]. Operační zesilovač OZ1 je v běžném neinvertujícím zapojení. Operační zesilovač

OZ2 má o něco větší zesílení než OZ1, nastavené vlastní zpětnou vazbou rezistory R3 a R4. Rezistorem R5 teče vyrovnávací proud, který je úměrný rozdílu výstupních napětí. Připojíme-li na výstup zesilovače zátěž R_z , teče tento vyrovnávací proud do zátěže a odlehčí tak výstupu OZ1.



Obr. 177. Zdvojnásobení výstupního proudu zesilovače s OZ

V ideálním případě je zatěžovací proud rovnoměrně rozdělen mezi oba OZ. Toho je dosaženo, prochází-li rezistorem R5 právě polovina proudu tekoucího do zátěže. Označíme-li výstupní napětí OZ jako U_3 , můžeme napsat

$$\frac{U_3 - U_2}{R5} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_2}{R_z}.$$

Nahradíme-li $R5 = kR_z$, bude

$$U_3 = U_2 \left(1 + \frac{k}{2}\right).$$

Potřebné zesílení pak spočítáme

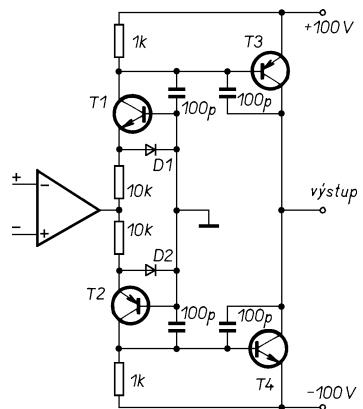
$$U_2 = A_1 U_1, \text{ kde } A_1 = (1 + R2/R1), \text{ resp.}$$

$$U_3 = A_2 U_1, \text{ kde } A_2 = (1 + R4/R3).$$

Aby se příliš nezmenšil maximální rozkmit výstupního napětí, je vhodné volit k malé. V zapojení na obr. 177 je $k = 0,2$.

V původním pramu byl neinvertující vstup OZ2 připojen ne na vstup zesilovače, ale na invertující vstup OZ1.

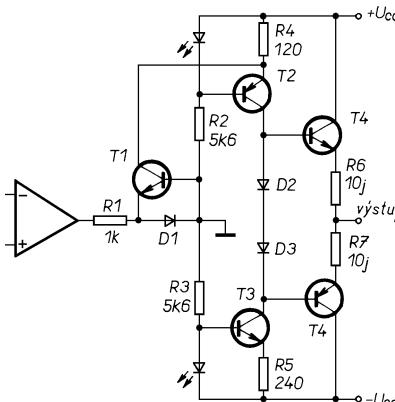
Jiným problém je zvětšit rozkmit výstupního napětí OZ. Pak můžeme použít zapojení např. podle obr. 178. Běžný OZ je zde doplněn „rozkmitovým“ stupněm s tranzistory. Koncový stupeň má vlastní napěťové zesílení a tak na výstupu OZ stáčí menší rozkmit napětí. Protože koncový rozkmitový stupeň obrací polaritu, musíme v zapojení prohodit vstupy OZ. Tranzistory T1 a T2 musí být dimenzovány na 100 V, T3 a T4 na 200 V.



Obr. 178. Rozkmitový stupeň pro zvětšení výstupního napětí zesilovače s OZ

Aby po zapojení zpětné vazby nebyly napěťové přetíženy vstupy OZ, je třeba při použití rozkmitového stupně upravit odpory rezistorů ve zpětné vazbě tak, aby celý zesilovač měl dostatečné zesílení.

Rozkmitový stupeň z obr. 178 pracuje ve třídě B a má přechodové zkreslení. Koncový rozkmitový stupeň pracující ve třídě AB je na obr. 179.

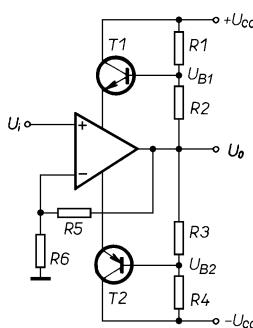


Obr. 179. Rozkmitový stupeň pro zvětšení výstupního napětí, pracující ve třídě AB

Koncové tranzistory T4 a T5 jsou buzeny zdroji proudu s tranzistory T2 a T3. Zatímco zdroj proudu s tranzistorem T3 je pevně nastaven asi na 5 mA, proud ze zdroje s T2 je proměnný – kolektorový proud T2 se může měnit od 0 do dvojnásobku kolektorového proudu T3. Zdroj proudu s T2 je ovládán tranzistorem T1, jehož kolektorový proud vytváří úbytek napětí na rezistoru R4 a tím zmenšuje kolektorový proud T2. Tranzistor T1 pracuje vlastně jako převodník U-I – proud tekoucí T1 je řízen napětím na výstupu OZ podle úbytku napětí na R1. V klidovém stavu, kdy je na nezatíženém výstupu nulové napětí, je kolektorový proud T2 a T3 shodný a na výstupu OZ je napětí asi -5 V.

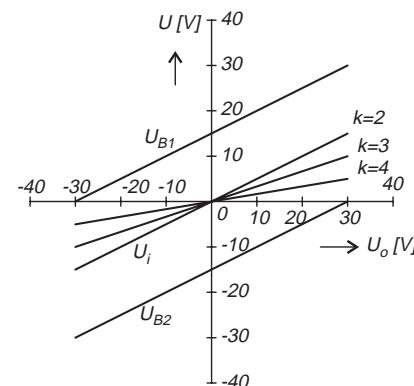
Odpor rezistorů R6 a R7 určuje klidový proud koncovými tranzistory a volíme jej podle potřeby. Dioda D1 chrání přechod b-e tranzistoru T1 a uplatní se pouze tehdy, rozpojí-li se smyčka zpětné vazby, např. po dosažení maximálního kladného výstupního napětí. Zapojení tohoto typu, mimořádně upravené, lze použít např. při konstrukci výkonových nf zesilovačů [36].

V některých případech lze použít zajímavé zapojení podle obr. 180 [37]. Za předpokladu, že $R1 = R2$ a $R3 = R4$, bude OZ napájen polovičním napětím, než je napájecí napětí celého zesilovače. Napájecí napětí OZ se však bude vzhledem ke vztažnému potenciálu (zemí) posouvat po-



Obr. 180. Operační zesilovač se zvětšeným rozkmitem výstupního napětí

dle napětí na výstupu OZ. To zajistí emitorové sledovače s tranzistory T1 a T2. Napěťové poměry v obvodu jsou nakresleny na obr. 181. Pro názornost předpokládejme, že $R1 = R2$ a $R3 = R4$, napájecí napětí ± 30 V, rozkmit výstupního napětí OZ rovný jeho napájecímu napětí a zanedbatelný úbytek napětí na emitorových sledovačích. Pak bude křivka U_{B1} představovat kladné napájecí napětí OZ, U_{B2} záporné napájecí napětí OZ a U_i vstupní napětí pro různá zesílení k zesilovače se zpětnou vazbou.

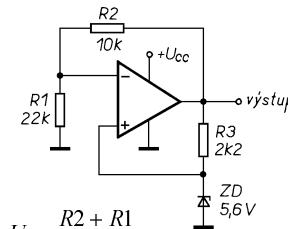


Obr. 181. Napěťové poměry v obvodu z obr. 180

Napětí na vstupech musí být mezi křivkami U_{B1} a U_{B2} , čili v rozsahu napájecího napětí OZ. Výhodnější je použít spíše menší zesílení a větší vstupní napětí. Pak by mohlo být zvětšení výstupního napětí při neinvertujícím zapojení OZ teoreticky až trojnásobné. Při praktické realizaci je třeba dělič navrhnut tak, aby proud jím protékající byl několikanásobně větší než proud do bází tranzistorů.

OZ v napájecích zdrojích

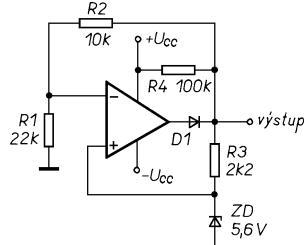
Na obr. 182 je zapojení referenčního zdroje s OZ. Napětí na Zenerově diodě je zesíleno operačním zesilovačem. Zenerová dioda je přitom napájena z výstupu OZ proudem, protékajícím rezistorem R3. Nebudě-li se napětí na Zenerově diodě měnit, nebude se měnit ani úbytek napětí na R3 a dioda bude napájena konstantním proudem. Napětí na výstupu je jen velmi málo závislé na napájecím napětí. Při změně U_{cc} od 10 do 30 V se napětí na výstupu změní o méně než 1 mV. Protože výstupní odpor zdroje je malý a prakticky nezávislý na vnitřním odporu ZD, můžeme ZD napájet jen malým proudem. Výstupní napětí je vždy větší než napětí ZD.



$$U_o = U_{ZD} \frac{R2 + R1}{R1}$$

Obr. 182. Zdroj referenčního napětí s OZ

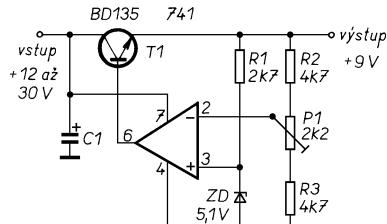
Výstupní napětí je vždy kladné, pokud je referenční zdroj napájen jedním napětím. Musíme-li použít symetrické napájení, např. z důvodu napájení ostatních OZ v pouzdře, může být výstupní napětí právě tak kladné, jako záporné – to záleží na různých vlivech působících na OZ v okamžiku připojení napájecího napětí. Pak je třeba upravit zapojení tak, aby výstup měl správnou polaritu. Jeden z vhodných způsobů je na obr. 183. Dioda D1 zajistí polaritu výstupního napětí a rezistor R4 vhodné počáteční podmínky.



Obr. 183. Zdroj referenčního napětí se symetrickým napájením

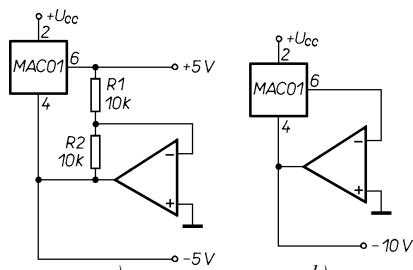
Nejmenší závislost na teplotě mají Zenerovy diody s napětím okolo 5 až 5,5 V, proto je vhodné zvolit do referenčního zdroje diodu právě s tímto napětím.

Referenční zdroj můžeme upravit tak, aby byl schopen dodat větší proud a použít jej jako jednoduchý stabilizovaný zdroj. Zdroj s výstupním napětím 9 V, schopný dodat proud asi 0,5 A, je na obr. 184.



Obr. 184. Stabilizovaný zdroj s OZ

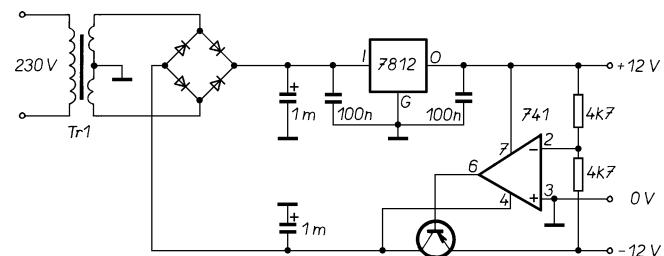
Při použití integrovaných referenčních zdrojů je někdy třeba jejich výstupní napětí rozdělit nebo změnit jeho polaritu. V zapojení na obr. 185a je výstupní napětí rozděleno v poměru odporů $R1$ a $R2$, na obr. 185b má výstupní napětí obrácenou polaritu. Tato zapojení je možné použít i s jinými typy referenčních zdrojů.



Obr. 185. Úprava výstupního napětí referenčních zdrojů

Napájecí zdroj se symetrickým výstupním napětím je na obr. 186. Zatímco klad-

Obr. 186.
Symetrický
„vlečený”
zdroj napětí

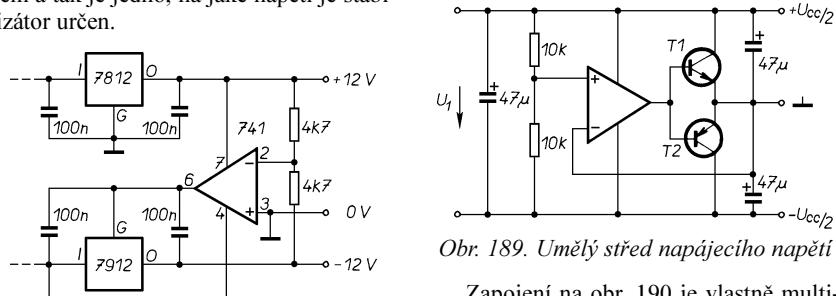


né výstupní napětí je stabilizováno běžným integrovaným stabilizátorem, záporná větev představuje vlastně výkonný invertor. Bude-li se kladné výstupní napětí měnit, bude se měnit stejně i záporné napětí. Protože kladné výstupní napětí je současně i kladným napájecím napětím OZ, je nejmenší výstupní napětí zdroje asi ± 1 V (s OZ typu 741).

Výstup záporného napájecího napětí však není jištěn proti zkratu na výstupu. Nic však nebráni použít integrovaný stabilizátor napětí i v záporné věti a využít jeho ochranu proti zkratu. Výstupní napětí je v zapojení podle obr. 187 regulováno podle kladné větve operačního zesilovače a tak je jedno, na jaké napětí je stabilizátor určen.

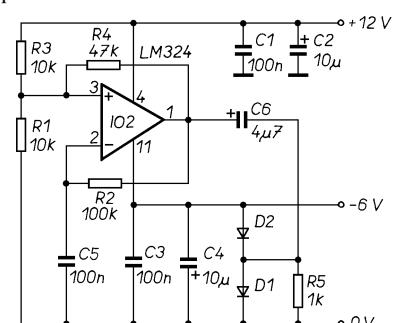
výstupní proud. Dioda D4 chrání zdroj proti zpětnému proudu, používáme-li zdroj např. pro nabíjení akumulátorů. Aby mohlo být kladné napajecí napětí co největší, je záporné napájení zmenšeno na minimum. Na diodách D6 a D7 vzniká úbytek napětí asi 2,5 V, dostatečný pro činnost OZ. Výhodou tohoto zapojení je jeho láce – náklady na součástky (bez transformátoru) jsou jen několik desítek Kč.

Umělý střed napájecího napětí umožňuje vytvořit obvod na obr. 189. Obvod „drží“ střední napětí i při nesymetrickém odběru proudu v obou výstupních větvích. Rozdílový proud teče podle okolností buď tranzistorem T1 nebo T2.

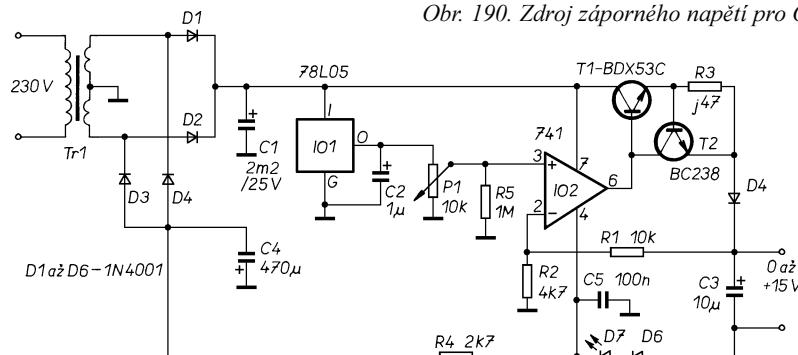


Obr. 187. Úprava zapojení z obr. 186, zajišťující odolnost proti zkratu na výstupu

Stabilizované nastaviteľné zdroje s integrovanými regulátory (LM317, L200) lze v základním zapojení použít až od určitého minimálního napětí. Požadujeme-li regulaci od nuly, zapojení se většinou dosti zkomplikuje. Na obr. 188 je jednoduchý zdroj regulovatelný již od napětí 0 V. Jako referenční zdroj je použit integrovaný stabilizátor 78L05, ovšem nic nebrání použít dvojitý OZ a referenční zdroj zapojit podle obr. 182 nebo 183. Potenciometrem P1 nastavujeme výstupní napětí zdroje. Operační zesilovač a Darlingtonova dvojice tranzistorů T1 představují vlastně jen výkonový zesilovač. Výstupní proud je omezen obvodem s tranzistorem T2 a rezistorem R3 asi na 1 A. Úpravou odporu rezistoru R3 lze nastavít omezení pro jiný



Obr. 190. Zdroj záporného napětí pro OZ

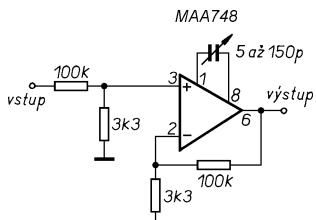


Obr. 188. Stabilizovaný zdroj napětí, regulovatelný od 0 V

OZ v nízkofrekvenčních obvodech

Operační zesilovače přímo vzbízejí, abychom jejich výhodných vlastností využili při konstrukci nf zařízení. Aby použití OZ nf aplikacích bylo úspěšné, je třeba zvolit vhodný typ OZ, jinak zařízení sice pracuje, ale i pouhým sluchem poznáte, že „to není to pravé sametové“. Podle jakých kritérií zvolit vhodný typ operačního zesilovače si ukážeme dále.

Rychlosť přeběhu (SR). Pro obvody, zpracovávající signály s úrovní řádu stovek mV až jednotek V, jsou vhodné zesilovače s $SR > 10 \text{ V}/\mu\text{s}$. „Rychlejší“ OZ mají také zpravidla větší rezervu zesílení na vysokých kmitočtech. Pomalejší typy sice mohou dát dobré výsledky při měření sinusovým signálem, ale odezva na impulsní signál je špatná. Máte-li zdroj kvalitního signálu, vyzkoušejte zapojení podle obr. 191. Změnou kapacity kondenzátoru kmitočtové kompenzace měníte rychlosť přeběhu OZ. Zkreslení vyvolané malým SR vyvolá dosti charakteristický „plechový“ zvuk. Operační zesilovač s malým SR lze použít, je-li i výstupní napětí OZ malé.



Obr. 191. Zapojení pro sledování vlivu rychlosti přeběhu na kvalitu signálu

Rychlosť přeběhu by měla být nejen velká, ale také symetrická pro obě polarity signálu. Z tohoto důvodu nejsou pro nf aplikace příliš vhodné OZ řady LF355-7.

Šum operačního zesilovače by měl být pokud možno co nejmenší. Speciální nízkošumové OZ jsou však poměrně drahé. Naštěstí pro signály řádu stovek mV dosáhnete dobrého odstupu signál/šum i s levnějšími typy.

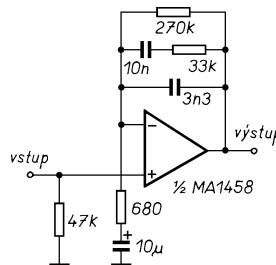
Zkreslení a linearity OZ je rovněž důležitá pro dosažení dobrých výsledků. Při vyšších kmitočtech, kdy se zesílení OZ již zmenšuje, není zkreslení OZ již účinně potlačeno zpětnou vazbou a zvětšuje se zkreslení signálu. Např. OZ typu 741 má při kmitočtu 10 kHz zesílení jen asi 300.

Při přebuzení zesilovače je výstupní signál omezen velikostí napájecího napětí. Výstupní signál by měl být limitován „hladce“ a jen po dobu přebuzení. Trvá-li zotavení zesilovače po přebuzení dlouho, nebo překmitne-li dokonce výstup do opačné polarity, není OZ pro nf aplikace vhodný.

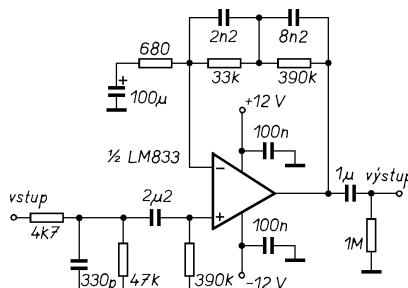
Z běžných levnějších OZ jsou pro nf aplikace vhodné např. typy řady TL071 a TL081 se vstupy JFET, pro náročnější zařízení pak bipolární NE5534 a NE5532.

Hlavní oblastí použití OZ jsou různé předzesilovače, korekty a filtry. Dříve byly velmi populární různé předzesilovače pro magnetodynamickou přenosku. Na obr. 192 je jednoduché zapojení s nepříliš

vhodným obvodem MA1458, na obr. 193 pak zapojení s vhodnějším LM833. V obou zapojeních je samozřejmě možné použít jakýkoliv vhodný OZ.

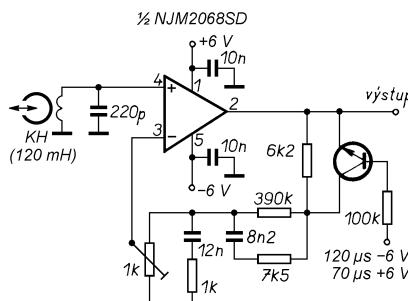


Obr. 192. Předzesilovač pro gramofon



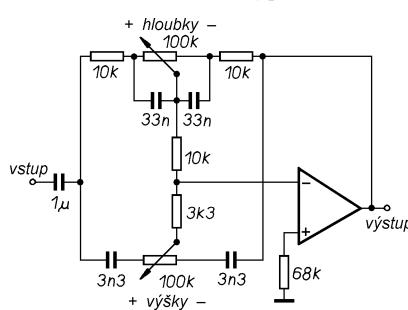
Obr. 193. Jiné zapojení předzesilovače pro gramofon

V magnetofonech se OZ vyskytují celkem běžně. Méně obvyklý je však použití operačního zesilovače ve snímacím zesilovači. Napětí ze snímací hlavy je velmi malé (rádové několik set μV) a tak je třeba použít OZ s velmi malým šumem. Na obr. 194 je zapojení přehrávacího zesilovače z magnetofonu AIWA AD270, které je s malými obměnami použito i v některých dalších typech. Odporovým trimrem se nastavuje amplituda výstupního napětí.



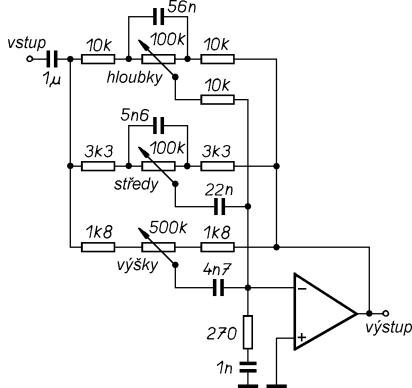
Obr. 194. Přehrávací zesilovač pro magnetofon

V zesilovačích se nejčastěji setkáte s OZ v korekčních předzesilovačích. Na obr. 195 je zapojení dnes již klasického korekčního zesilovače typu Baxandall.



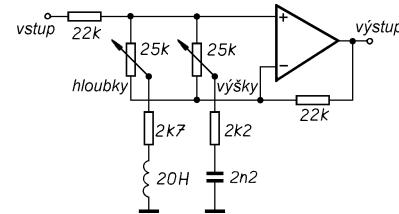
Obr. 195. Korekční předzesilovač

Použití operačního zesilovače redukuje obvod prakticky jen na zpětnovazební korektor – ostatních součástek je naprosté minimum. Po jednoduché úpravě lze kromě hloubek a výšek řídit pásmo středních kmitočtů. Zapojení takového korektoru je na obr. 196.



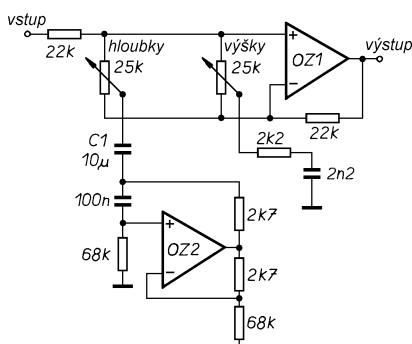
Obr. 196. Korekční předzesilovač s možností nastavení hloubek, výšek a středních kmitočtů

V nf zesilovačích střední a vyšší třídy se používá jiný typ korektoru. Jeho zjednodušené zapojení je na obr. 197. Indukčnost, použitá v korektoru, zajišťuje prakticky symetrický průběh korekci pro vysoké i nízké kmitočty a prakticky nezávislé nastavení hloubek a výšek.

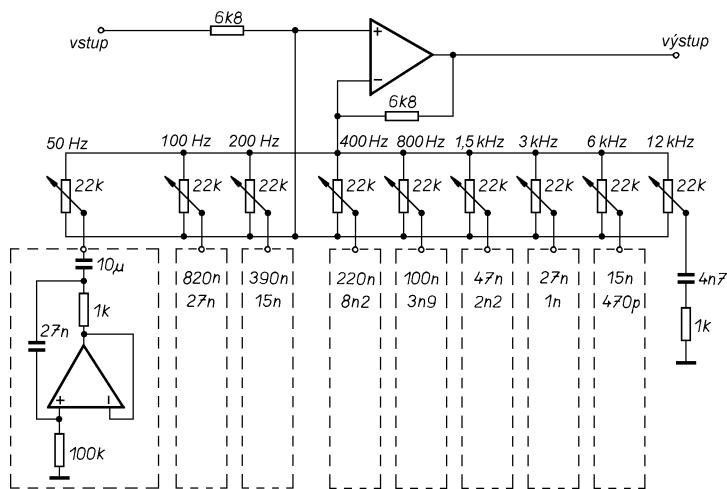


Obr. 197. Korekční předzesilovač s indukčností

Potřebná indukčnost cívky v korektoru je asi 20 mH. Vyrábět cívku s tak velkou indukčností není praktické. Cívka by byla nejen rozsáhlá, ale i citlivá na rozptylové magnetické pole transformátoru. Proto se k realizaci potřebné indukčnosti používá některý ze syntetických induktorů – praktické zapojení korekčního předzesilovače je na obr. 198.



Obr. 198. Korekční předzesilovač s možností nastavení hloubek, výšek a středních kmitočtů



Obr. 199. Devítipásmový nízkofrekvenční korektor

Kondenzátor C1 slouží jen ke stejnosměrnému oddělení syntetického induktoru a korektoru. V důsledku vstupní napěťové nesymetrie se na výstupu OZ2 objeví malé stejnosměrné napětí, které by mohlo způsobit „chrastění“ při otáčení hřídelem potenciometru.

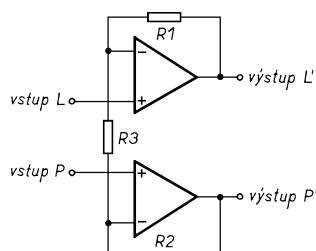
Zmenšíme-li podstatně kapacitu C1, vznikne sériový rezonanční obvod. Pak potenciometrem ovládáme jen úzké pásmo kmitočtů. Zapojíme-li do obvodu více potenciometrů se sériovými rezonančními obvody, naladěními na různé kmitočty, získáme jednoduchý pásmový ekvalizér. Jako příklad uvádíme na obr. 199 část zapojení z [38]. V době uveřejnění korektoru bylo na tuzemském trhu k dostání jen několik typů OZ. Zřejmě proto použil autor obvody MAA741, které pro dané zapojení nejsou příliš vhodné.

V zapojení je použito sedm rezonančních obvodů se syntetickými induktory pro střední kmitočty, pro nejnižší pásmo je použit samotný induktor (kondenzátor je jen pro stejnosměrné oddělení) a pro nejvyšší kmitočty je použit člen RC . Obvody s induktory jsou zapojeny shodně – liší se jen kapacitami použitých kondenzátorů.

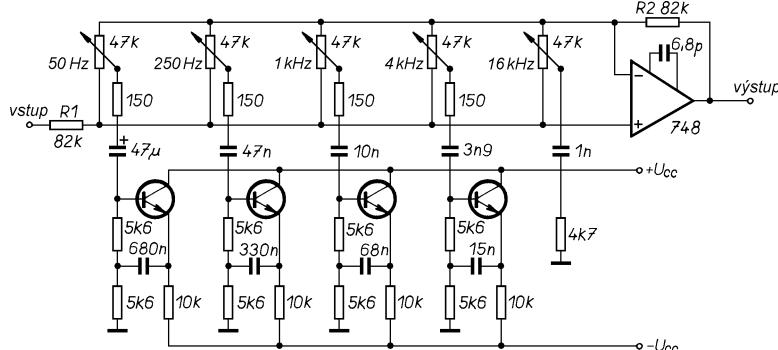
Podobný korektor, avšak jen pětipásmový, jsem přibližně ve stejné době použil v nF zosilovači (obr. 200). Zvláštností zapojení jsou syntetické induktory s jediným tranzistorem. Tranzistory, na rozdíl od operačních zosilovačů, pracují do mnohem vysších kmitočtů. Na jedné straně tak odpadl problém s „pomalými“ OZ, na straně druhé měl korektor snahu v krajních polohách potenciometrů kmitat. Zapojení

ním rezistorů s odporem 150 Ω k vývodu běžce se tento jev zcela potlačil. Operační zosilovač 748 s kompenzačním kondenzátorem 6,8 pF je sice rychlejší než 741, pro případné experimenty s tímto zapojením použijte však raději vhodnější NE5534, případně TL071. Tyto OZ jsou nejen rychlejší, ale mají také menší šum. Šum lze dále zmenšit výměnou rezistorů R1 a R2 za jiné, s menším odporem. Bude-li však odpór rezistoru příliš malý, budou mít potenciometry ve středu odpovorové dráhy jen malý vliv na změnu kmitočtové charakteristiky – průběh regulace bude velmi neli-neární.

Zvláště pro přenosné přístroje, s reproduktory umístěnými blízko sebe, může být zajímavý obvod pro rozšíření stereofonní báze. Posloucháme-li v ose mezi reproduktory, je výsledný vjem takový, jako by reproduktory byly dál od sebe. Efektu je dosaženo zavedením části signálu v protifázi do druhého kanálu. Nejjednodušší obvod, kterým lze stereofonní bázi rozšířit, je na obr. 201.



Obr. 201. Obvod pro rozšíření báze stereofonního signálu



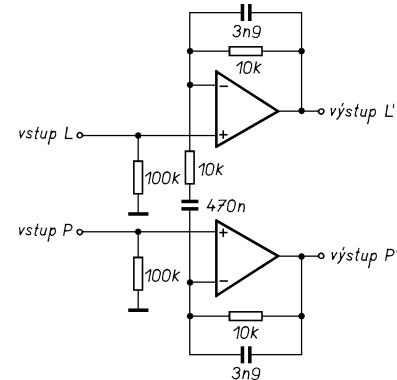
Obr. 200. Pětipásmový nízkofrekvenční korektor

Za předpokladu, že $R1 = R2$, lze spočítat výstupní napětí levého kanálu

$$L' = L \frac{R1 + R3}{R3} - P \frac{R3}{R1}.$$

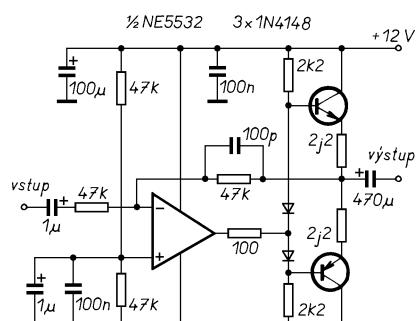
Obdobný vztah platí i pro pravý kanál.

Výhodnější je rozšířit stereofonní bázi jen pro signály těch kmitočtů, které jsou nejdůležitější pro směrový vjem. Upravený obvod, doplněný příslušnými korekce- mi je na obr. 202 [39].



Obr. 202. Upravený obvod pro rozšíření báze stereofonního signálu

Potřebujete-li nízkofrekvenční zosilovač malého výkonu, můžete použít některý ze speciálních integrovaných obvodů. Tyto integrované obvody však zpravidla vyhoví, jen je-li jako zátěž použit reproduktor. Pokud k takovému zosilovači připojíme sluchátka, zpravidla zjistíme, že vlastní šum těchto obvodů je tak velký, že je lze použít jen pro nenáročné zařízení. Je to způsobeno tím, že sluchátka jsou podstatně citlivější – ke stejně subjektivní hlasitosti poslechu stačí na výstupu zosilovače mnohem menší amplituda signálu. Pak je zpravidla nejvhodnější sestavit zosilovač z diskrétních součástek.



Obr. 203. Nf zosilovač malého výkonu, vhodný jako zosilovač pro sluchátka

Jedno z možných zapojení zosilovače malého výkonu je na obr. 203. V zosilovači je použit operační zosilovač s malým šumem, doplněný koncovým stupněm. Použijeme-li jako zátěž sluchátka s impedancí 30 Ω nebo větší, vyhoví v koncovém stupni tranzistory s malým výkonem, např. BC337 a BC327. Počítáme-li také s připojením reproduktoru, použijeme raději tranzistory BD135 a 136. V obou případech lze použít i tuzemské tranzistory KC či KD. Ve stereofonní verzi může být dělič vytvářející předpětí pro neinvertující vstup OZ společný pro oba kanály – ušetříme tak dva rezistory a dva kondenzátory.

Konstrukční část

Do konstrukční části jsem z uvedených zapojení jsem vybral dvě praktické konstrukce. První z nich je nízkofrekvenční generátor s malým zkreslením, druhá jednoduchý stabilizovaný zdroj.

Nízkofrekvenční generátor z obr. 88 (strana 97), byl s různými obměnami otiskán v několika časopisech, u nás např. v [40] s tranzistorem KF521 v obvodu stabilizace amplitudy. Protože dnes sehnat originální tranzistor je zřejmě snadnější, je na obr. 204 deska s plošnými spoji a rozmištění součástek pro původní zapojení. Na desce jsou navíc kondenzátory C8 a C9 (100 nF, keramické), umístěné v blízkosti pouzdra integrovaného obvodu. Naopak na desce není přepínač a potenciometr P1. Tyto součástky pak můžete použít podle svých možností nebo stavu šuplíkových zásob.

Protože nastavení generátoru již bylo popsáno, zmíním se ještě o možnosti rozšířit rozsah generátoru. Použijeme-li přepínač se čtyřmi polohami, můžeme zapojit další dvojici kondenzátorů, jejichž kapaci-

ta bude desetinou kapacity C1c (resp. C2c). Kapacity všech kondenzátorů C1 a C2 pak zvětšíme na dvojnásobek. Generátor pak bude mít rozsahy 10 až 100 Hz, 100 až 1000 Hz, 1 až 10 kHz a 10 až 100 kHz. Zkreslení výstupního signálu však bude na krajích pásmá větší.

Profesionální konstruktér by generátor doplnil o výstupní zesilovač a kalibrovaný výstupní dělič. V amatérské praxi obvykle vystačíme s logaritmickým potenciometrem 10 až 50 kΩ, připojeným k výstupu OZ3. V případě nutnosti změříme výstupní napětí milivoltmetrem.

Druhou konstrukcí je jednoduchý stabilizovaný zdroj z obr. 188. Tento zdroj používám již od roku 1981 a je to nejpoužívanější zdroj v mé dílně. Pro většinu jednoduchých zapojení totiž vystačíme jak s napětím do 15 V, tak s napájecím proudem do několika set mA.

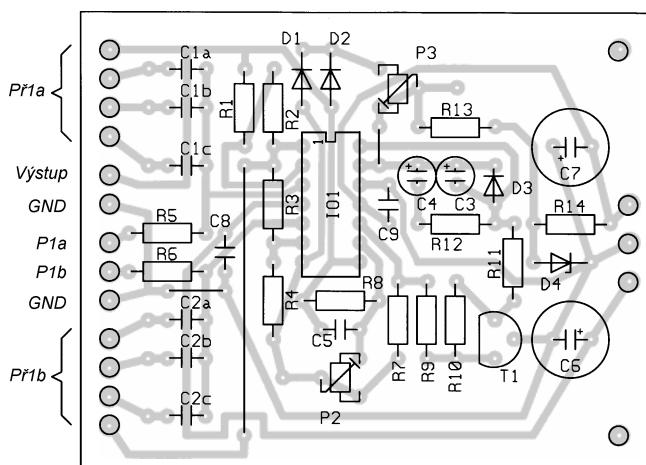
Mé původní zapojení je ještě jednodušší. Není použit tranzistor T2 a místo rezistoru R3 je propojka. Naopak v kolektoru T1 mám zapojen rezistor s malým odporem. Vnitřní odpor použitého transformátoru je totiž tak velký, že to (při pou-

žití dostatečně dimenzovaného tranzistoru) stačí jako ochrana i proti trvalému zkratu na výstupu zdroje.

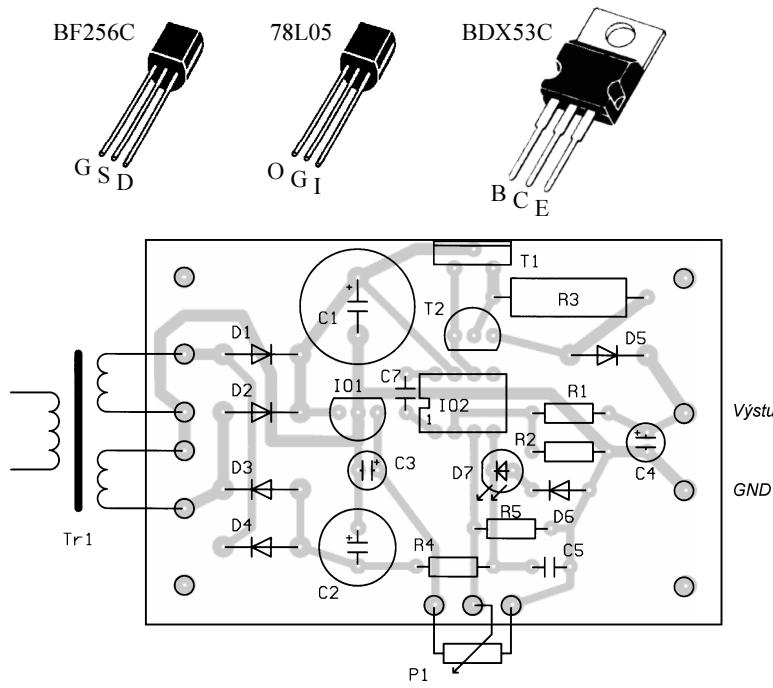
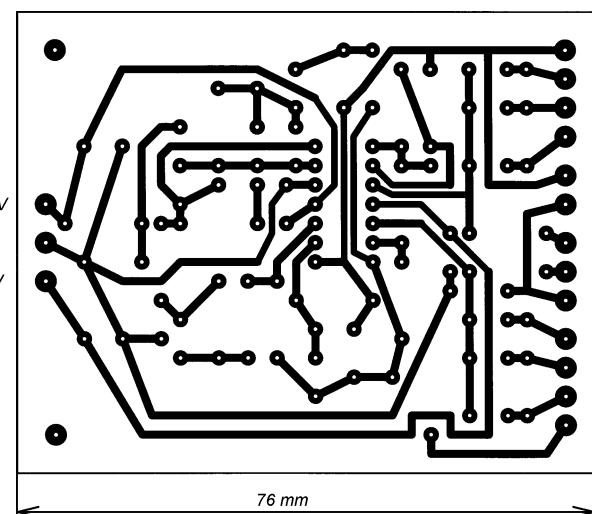
Deska s plošnými spoji a rozmištění součástek zdroje je na obr. 205. Na desce je možno osadit kondenzátor C7 (12 pF) a na místě OZ použít i MAA748. Svítivou diodu D7 je možno umístit na předním panelu – bude pak indikovat zapnutý zdroj.

Literatura

- [1] Dostál, J.: Operační zesilovač. Sdělovací technika č. 3-4/1969, s. 84.
- [2] Kryška, L.; Zuska, J.: Aplikace operačních zesilovačů. Amatérské radio řada B č. 6/77, s. 202.
- [3] Brunnhofer, V.; Kryška, L.; Teska, V.: Operační zesilovače v teorii a praxi. Amatérské radio řada B č. 3/82, s. 82.
- [4] jhj: Izolující zesilovač. Sdělovací technika č. 7/1982, s. 279.
- [5] chl: Klávesnice programující zisk operačního zesilovače. Sdělovací technika č. 10/1983, s. 400.
- [6] vk: Programovatelný zesilovač. Sdělovací technika č. 2/1990, s. 52.



Obr. 204. Deska s plošnými spoji a rozmištění součástek pro nízkofrekvenční generátor s malým zkreslením z obr. 188



Obr. 205. Deska s plošnými spoji a rozmištění součástek pro napájecí zdroj z obr. 188

[7] Straňák, P.; Jejkal, R.; Holec, T.: Širokopásmový kompandér. Amatérské radio řada A č. 12/88, s. 465.

[8] Prescott, A. J.: Loss-compensated active gyrator using differential-input operational amplifiers. Electronic Letters 1966, 2, č. 7, s. 283.

[9] Punčochář, J. ml.: Pásmová zádrž se syntetickou indukčností. Sdělovací technika č. 2/1980, s. 49.

[10] Hanousek, K.; Říčný, V.: Syntetický induktor realizovaný pomocí napěťově řízeného zdroje napětí. Sdělovací technika č. 6/1974, s. 210.

[11] Konečný, I.: Aktivní filtry s impedančními konvertory a impedančními invertory. Sdělovací technika č. 11/1978, s. 415.

[12] Mach, J.: Syntetická indukčnost ve funkci pásmové zádrže a propusti. Sdělovací technika č. 5/1988, s. 177.

[13] Punčochář, J. ml.: Syntetická indukčnost se dvěma operačními zesilovači. Sdělovací technika č. 3/1989, s. 108.

[14] Obermajer, P.: Poznámka k syntetickému induktoru se dvěma operačními zesilovači. Sdělovací technika č. 4/1990, s. 137.

[15] Williams, A., B.; Taylor, F., J.: Electronic Filter Design Handbook. McGraw-Hill 1988, druhé vydání.

[16] Tobola, P.; Vrba, K.: Návrh aktivní dolní propusti pro měřicí účely. Sdělovací technika č. 2/1989, s. 49.

[17] rau: Filtry s minimálním počtem pasivních prvků. Sdělovací technika č. 2/1984, s. 79.

[18] Matuška, A.: Nízkofrekvenční aktivní filtry s operačními zesilovači. Amatérské radio řada B č. 4/79, s. 137.

[19] Hájek, K.: Nízkofrekvenční generátor RC se širokým přeladěním. Příloha AR 1986, s. 51.

[20] Mieslinger, W.: Sinusgenerator mit niedrigem Klirrfaktor. Elektor Juli/August 1983, s. 8-08.

[21] Horský, J.; Zeman, P.: Generátory tvarových kmitů. Amatérské radio řada A č. 6/80, s. 228 a 7/80, s. 269.

[22] Štofko, B.: Funkční generátor s čs. integrovanými obvody. Sdělovací technika č. 5/1976, s. 181.

[23] Jančák, M.: Kmitočtová závislost lineárních usměrňovačů. Sdělovací technika č. 5/1990, s. 179.

[24] Příhoda, K.: Monolitické operační zesilovače II. Sdělovací technika č. 12/1971, s. 402.

[25] Firemní literatura National Semiconductor.

[26] Uhlíř, K.: Rozdílový logaritmický převodník. Sdělovací technika č. 10/1976, s. 385.

[27] Kyrš, F.: Logaritmické převodníky. Amatérské radio řada B č. 6/78, s. 216.

[28] Steký, V.: Jednoduchý převodník U/f. Amatérské radio řada A č. 12/77, s. 453.

[29] Opatrný, P.: Převodníky čísla na kmitočet. Sdělovací technika č. 9/1990, s. 339.

[30] Bůžek, O.; Teisler, O.: Přesné měření kmitočtu digitálním multimetrem. Amatérské radio řada A č. 3/91, s. 107.

[31] Ludvík, J.: Digitální teploměr s C520D. Amatérské radio řada B č. 4/86, s. 137, převzato z Funkamatér 6/1984.

[32] Švestka, M.: Převodník proud-napětí se dvěma operačními zesilovači. Sdělovací technika č. 5/1987, s. 173.

[33] Brunnhofer, V.; Kryška, L.; Zuska, J.: Přenos analogového signálu optoelektrickým vazebním členem. Amatérské radio řada B č. 5/80, s. 175.

[34] ký: Optoizolátor s lineárním přenosem. Sdělovací technika č. 6/1991, s. 235.

[35] hhs: Zvýšení zatížitelnosti zesilovače. Sdělovací technika č. 12/1995, s. 549.

[36] Novotný, F.: Koncový zesilovač s komplementárními tranzistory. Amatérské radio řada A č. 11/84, s. 433.

[37] Škoda, Z.: Zvýšení rozkmitu napětí na výstupu operačního zesilovače. Sdělovací technika č. 5/1978, s. 189.

[38] Musil, V.; Zatloukal, P.: Devítipásmový nf korektor. Amatérské radio řada A č. 5/83, s. 173.

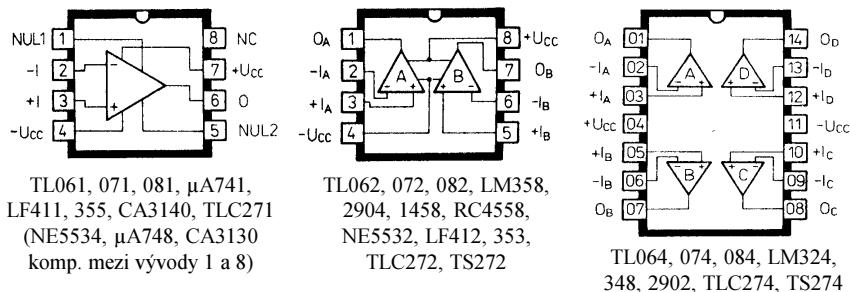
[39] Elektronika Praktyczna 1/95 s. 11

[40] ký: Nízkofrekvenční generátor s malým zkreslením. Sdělovací technika č. 5/1983, s. 190.

Přehled operačních zesilovačů

Karel Barton

Tabulky obsahují některé typy operačních zesilovačů, roztríďené podle oblasti použití a vlastností. Na obrázcích je zapojení vývodů nejběžnějších OZ.



Tab. 1. Operační zesilovače pro univerzální použití

Typ	Vstupní napěťová nesymetrie [mV]	Vstupní proud [nA]	Vstupní proudová nesymetrie [nA]	Rychlosť pěřebhu SR [V/μs]	CMR [dB]	PSRR [dB]	Hustota vst. šumového napětí při 1 kHz [nV / √Hz]	Napěťové zesílení [V/mV]	Napájecí napětí [V]	Klidový napájecí proud [mA]	Šířka pásma [MHz]	Poznámka
TL081	2	30 pA	5 pA	13	86	86	18	200	±18	1,4	3	JFET, dvojitý = TL082, čtyřnásobný = TL084
LF411	0,8	50 pA	25 pA	13	100	100	18	200	±18	2	3	JFET, dvojitý = LF412
μA741	1	80	20	0,5	90	90	-	200	±22	1,7	1	
MC1458	1	80	20	0,5	90	90	45	200	±18	3,4	1	dvojitý
RC4558	0,5	150	5	1,7	90	90	8	300	±18	2,5	3	dvojitý
LM324	2	45	5		85	100		100	±16	1,5	1	čtyřnásobný, vstupy p-n-p
LM2902	2	45	5		70	100		100	±13	1,5	1	čtyřnásobný, vstupy p-n-p
LM348	1	30	4	0,5	90	96		160	±18	2,4	1	čtyřnásobný
LM358	2	45	5		85	100		100	±16	1	1	dvojitý, vstupy p-n-p
LM2904	2	45	5		70	100		100	±13	1	1	dvojitý, vstupy p-n-p
LF351	5	50 pA	25 pA	13	100	100	18	200	±18	1,8	3	JFET
LF353	5	50 pA	25 pA	13	100	100	16	100	±18	3,6	4	JFET, dvojitý
RC4136	0,5	140	5	1,7	90	90	8	300	±18	5	3	
LF347	3	50 pA	25 pA	13	100	100	20	100	±18	7,2	4	JFET, čtyřnásobný
LF355	1	30 pA	3 pA	5	100	100	20	200	±22	2	2,5	JFET
LF356	1	30 pA	3 pA	12	100	100	12	200	±22	5	4,5	JFET
LF357	1	30 pA	3 pA	50	100	100	12	200	±22	5	20	JFET, A>5
LM301	2	70	3	10	90	96	15	160	±18	1,2		
LM308	2	1,5	0,2	0,5	100	96	35	300	±18	0,25	1	
LM747	1	80	20	0,5	90	96	25	200	±22	1,7	1,5	dvojitý, odpovídá 741

Tab. 2. Operační zesilovače s malým šumem, vhodné pro použití v audiotechnice

Typ	Hustota vstupního šumového napětí [nV / $\sqrt{\text{Hz}}$] při 10 kHz 1 kHz	Rychlosť přeběhu SR [V/ μ s]	Šířka pásma [MHz]	Vstupní proud	Vstupní proudová nesymetrie	Vstupní napěťová nesymetrie	CMMR [dB]	Minimální zatěžovací impedance [Ω]	Vnitřní kmitočtová kompenzace pro zesílení	Maximální napájecí napětí [V]	Klidový napájecí proud [mA]	Poznámka
LT1028	1	0,9	15	75	25 nA	12 nA	10 μ V	126	600	2	± 22	7,4 bip.
LT1115	1	0,9	15	70	50 nA	30 nA	50 μ V	126	600	1	± 22	8,5 bip.
TLE2027	3,3	2,5	2,8	13	15 nA	6 nA	10 μ V	131	600	1	± 22	3,8 bip.
TLE2037	3,3	2,5	7,5	76	15 nA	6 nA	10 μ V	131	600	5	± 22	3,8 bip.
OP37	3,5	3	17	63	10 nA	7 nA	10 μ V	126	600	5	± 22	3 bip.
LM627	3,5	3	4,5	14	3 nA	2 nA	15 μ V	140	600	1	± 22	3 bip.
LM637	3,5	3	14	65	3 nA	2 nA	15 μ V	140	600	5	± 22	3 bip.
OP27	3,5	3	2,8	8	10 nA	7 nA	10 μ V	126	600	1	± 22	2,5 bip.
SSM2139	3,6	3,2	11	30	5 nA	1 nA	20 μ V	115	600	3	± 18	4,4 bip., dvojitý
OP270	3,6	3,2	2,4	5	5 nA	1 nA	10 μ V	125	2 k	1	± 18	4 bip., dvojitý
SSM2134	5,5	3,5	13	10	350 nA	15 nA	300 μ V	114	600	3	± 22	4,5 bip.
AD743	5,5	3,5	2,8	4,5	150 pA		250 μ V		600	1	± 18	8,1 FET
NE5534(A)	6	4	13	10	500 nA	20 nA	500 μ V	100	600	3	± 22	4 bip.
LM833	7	4,5	7	15	500 nA	10 nA	300 μ V	100	2 k	1	± 18	2,5 bip., dvojitý
NE5532(A)	9	6	9	10	200 nA	10 nA	500 μ V	100	600	1	± 22	4 bip., dvojitý
TLE2141	15	10,5	45	5,9	-0,8 μ A	8 nA	225 μ V	118	2 k	1	± 22	3,4 bip.
TLC2201	18	8	2,7	1,9	1 pA	0,5 pA	100 μ V	115	10 k	1	± 8	1,1 FET
OPA637	20	5,6	135	80	2 pA	1,5 pA	280 μ V	110	600	5	± 18	7 FET
OPA627	20	5,6	55	16	2 pA	1,5 pA	280 μ V	110	600	1	± 18	7 FET
OPA2107	30	9	18	4,5	4 pA	1 pA	100 μ V	94	2 k	1	± 18	4,5 FET, dvoj.
AD711	45	18	20	4	15 pA	10 pA	300 μ V	88	2 k	1	± 18	2,5 FET, 1)
TL071	45	18	13	3	30 pA	5 pA	3 mV	86	2 k	1	± 18	1,4 FET, 2)

1) ve dvojitě verzí AD712. 2) ve dvojité verzí TL072, čtyřnásobný TL074.

Tab. 3. Operační zesilovače s velkou rychlosťí přeběhu, širokopásmové OZ

Typ	Rychlosť přeběhu SR [V/ μ s]	Šířka pásma [MHz]	Hustota vstupního šumového napětí [nV / $\sqrt{\text{Hz}}$] při 10 Hz 1 kHz	Vstupní napěťová nesymetrie [μ V]	CMR [dB]	PSRR [μ V/V]	Napěťové zesílení [V/mV]	Maximální napájecí napětí [V]	Klidový proud [mA]	Poznámka
OP260	1000	90	-	-	1800	62	72 dB	-	± 18	9 2x OZ, proudová zp. vazba
OP64	170	80	30	8	400	100	5	45	± 18	6,2 výstupní proud až 80 mA
OP44	120	23	38	13	300	96	9	900	± 20	6,5
OP42	58	10	38	13	300	98	9	900	± 20	5,1
OP17	60	30	-	15	200	100	10	240	± 22	4,6
OP61	45	200	-	3,4	100	108	1,2	475	± 18	6,1 širokopásmový., Au>10
SSM2131	50	10	38	13	1500	92	12	900	± 20	5,1
SSM2139	11	30	3,6	3,2	20	115	120 dB	1700	± 18	4 dvojitý OZ
PM157	45	20	15	12	1000	100	10	200	± 22	5 ekv. LF(MAC)157
TLE2071	35	9,4	28	11,6	300	89	89	100	± 19	1,6 dvojitý = TLE2072
CA3450	330	210	-	12	8000	60	65	-	± 7	30 video line driver
3554	1200	1700	50	15	500	78	-	-	± 18	35 Burr-Brown
LM318	70	15	50	15	4000	100	80 dB	200	± 20	4,5
LM6361	300	50	250	20	20 mV	94	90	400	± 18	5
LM6362	300	100	80	12	3 mV	100	93	1400	± 18	5
LM6181	2000	100	10	4	2 mV	60	80	-	± 18	7,5 s proudovou zpětnou vazbou

Tab. 4. Operační zesilovače s malou vstupní napěťovou nesymetrií a driftem a nulované OZ

Typ	Vstupní napěťová nesymetrie [μ V]	Drift [μ V/ $^{\circ}$ C]	Vstupní proud [nA]	Vstupní proudová nesymetrie [nA]	CMR [dB]	PSRR [μ V/V]	Napěťové zesílení [V/mV]	Rychlosť přeběhu SR [V/ μ s]	Šířka pásma [MHz]	Hustota vstupního šumového napětí [nV / $\sqrt{\text{Hz}}$] při 10 Hz 1 kHz	Maximální napájecí napětí [V]	Klidový napájecí proud [mA]	Pozn.	
OZ s malou napěťovou nesymetrií a driftem														
OP177	4	0,03	-0,2 až +1,5	0,3	140	125	12000	0,3	0,6	10,3	9,6	± 22	1,6	
OP07	10	0,2	0,7	0,3	126	4	500	0,3	0,6	10,3	9,6	± 22	4	
OP27	10	0,2	10	7	126	1	1800	2,8	8	3,5	3	± 22	2,5	
OP37	10	0,2	10	7	126	1	1800	17	63	3,5	3	± 22	3	A>5
OP50	10	0,15	1	0,1	140	0,1	20000	3	25	5,5	4,5	± 18	2,6	1)
OP77	10	0,1	-0,2 až +2	0,3	140	0,7	12000	0,3	0,6	10,3	9,6	± 22	2	
OP97	10	0,2	0,03	0,03	132	132 dB	2000	0,2	0,9	17	14	± 20	0,6	
OP227	20	0,3	10	7	126	1	1800	2,8	8	3,5	3	± 22	4,7	dvojitý
nulované OZ														
LTC1052	0,5	0,01	1 pA	5 pA	140	150 dB	150 dB	4	1,2	-	-	± 9 (18)	1,7	
LTC1152	1	0,01	10 pA	20 pA	130	120 dB	130 dB	0,5	0,7	-	-	± 7 (14)	2,2	
LTC1100	1	0,005	2,5 pA	10 pA	115	>120 dB	40 dB 20 dB	-	0,018 0,18	-	-	± 9 (18)	2,4	A=100 A=10
ICL7650	0,7	0,02	4 pA	8 pA	140	140 dB	150 dB	2,5	2	-	-	± 9 (18)	2	

1) výstupní proud až ± 50 mA

Tab. 5. Operační zesilovače s malým příkonem

Typ	Klidový napájecí proud [μ A]	Maximální napájecí napětí [V]	Vstupní napěťová nesymetrie [μ V]	Vstupní proud [nA]	Vstupní proudová nesymetrie [nA]	CMR [dB]	PSRR [dB/V]	Napěťové zesílení [V/mV]	Rychlosť přeběhu SR [V/ μ s]	Šířka pásma [MHz]	Poznámka
OP22	15/ 150	\pm 18	100	2,6/ 19	0,2	100	1,8	1800	0,08	0,25	programovatelný
OP32	15/ 150/ 450	\pm 18	100	3/ 20/ 60	<2	115	1	2000	1,5	4,5	programovatelný
OP90	9*/ 14**	\pm 0,8 až \pm 18	50	4	0,4	130	1	1200	0,012	0,02	* \pm 1,5 V, ** \pm 15 V
OP490	40*/ 60**	\pm 0,8 až \pm 18	200	4,2	0,4	130	1	1200	0,012	0,02	* \pm 1,5 V, ** \pm 15 V, čtyřnásobný
OP290	19*/ 25**	\pm 0,8 až \pm 18	80	4	0,1	120	1	1200	0,012	0,02	* \pm 1,5 V, ** \pm 15 V, čtyřnásobný
OP20	40*/ 55**	\pm 18	55	12	0,15	110	4	2000	0,05	0,1	* \pm 2,5 V, ** \pm 15 V
OP220	100*/ 140**	\pm 18	120	12	0,15	100	3	2000	0,05	0,2	* \pm 2,5 V, ** \pm 15 V, dvojitý
OP420	140*/ 330**	\pm 18	50	9	0,5	100	10	1100	0,05	0,15	* \pm 2,5 V, ** \pm 15 V, čtyřnásobný
OP80	200	\pm 8	200	0,15 pA	0,05 pA	70	80 dB	400	0,4	0,3	velmi malé vstupní proudy
OP421	600*/ 1200*	\pm 18	500	20	0,6	100	10	400	0,5	1,9	* \pm 2,5 V, ** \pm 15 V, čtyřnásobný
TLC25	12/ 105/ 675	1,4 až 16	240/ 340/ 340	0,6 pA	0,1 pA	94/ 91/ 80	97/ 93/ 95 dB	520/ 170/ 23	0,03/ 0,43/ 3,6	0,085/ 0,525/ 1,7	klidový proud při U=5 V, programovatelný
TLC27	12/ 105/ 675	\pm 8	240/ 250/ 340	0,6 pA	0,1 pA	94/ 91/ 80	97/ 93/ 95 dB	520/ 170/ 23	0,03/ 0,43/ 3,6	0,085/ 0,525/ 1,7	klidový proud při U=5 V, programovatelný
TL031	217*	\pm 18	340	2 pA	1 pA	94	96 dB	13,5	2,9	1,1	*při U= \pm 15 V
TL061	200	\pm 18	3 mV	30 pA	5 pA	86	95 dB	6	3,5	1	dvojitý = TL062, čtyřnásobný = TL064
CA3440	10*	\pm 12,5	2 mV	10 pA	2,5 pA	80	90 dB	100	0,03	0,063	*při U= \pm 5 V
ICL761	10/ 100/ 1000	\pm 9	1 mV	1 pA	0,5 pA	96/ 91/ 87	94/ 86/ 77 dB	160	0,016/ 0,16/ 1,6	0,044/ 0,48/ 4,4	programovatelný
LF441	150	\pm 18	1 mV	100 pA	50 pA	95	90 dB	100	1	1	dvojitý = LF442, čtyřnásobný = LF444
TS271	10/ 800	18	250	1 pA	1 pA	80	80/ 70 dB	100/ 15	0,04/ 4,5	0,1/ 2,3	programovatelný, dvojitý = TS272, čtyřnásobný = TS274

Tab. 6. Operační zesilovače s malými vstupními proudy

Typ	Vstupní proud [pA]	Vstupní proudová nesymetrie [pA]	Vstupní napěťová nesymetrie [μ A]	CMR [dB]	PSRR [dB]	Šířka pásma [MHz]	Rychlosť přeběhu SR [V/ μ s]	Hustota vst. šumového napětí při 1 kHz [nV $\sqrt{\text{Hz}}$]	Napěťové zesílení [V/mV]	Maximální napájecí napětí [V]	Klidový napájecí proud [mA]	Poznámka
OP80	0,15	0,05	200	70	80	0,3	0,4	[nV $\sqrt{\text{Hz}}$]	400	\pm 8	0,2	JFET, levnější náhrada za AD549 a OPA128
OP41	3	0,04	200	115	120	0,5	1,3	32	5000	\pm 18	0,75	JFET
OP43	3	0,04	200	115	120	2,4	6	32	5000	\pm 18	0,75	JFET
OP15	18	5	200	100	100	6	13	20	240	\pm 22	2,7	JFET, vylepšený LF155
OP215	18	5	200	100	100	5,7	18	20	500	\pm 22	6	dvojitý
OP97	30	30	10	132	132	0,9	0,2	14	2000	\pm 20	0,38	
AMP05	20	5	300	115	120	3	7,5	16	2000	\pm 18	7	přístrojový OZ
OP42	80	4	300	96	105	10	52	13	900	\pm 20	5,1	JFET
CA3130	5	0,5	2 mV	90	90	15	30	-	320	\pm 8	10	MOSFET vstup, CMOS výstup, ext. k. kompenzace
CA3140	10	0,5	2 mV	90	80	4,5	9	40	100	\pm 18	4	MOSFET vstup, bip. výst., dvojitý = CA3240
CA3160	5	0,5	2 mV	95	90	4	10	72	320	\pm 8	10	MOSFET vstup, CMOS výstup, ext. k. kompenzace dvojitý = CA3260
CA3420	0,02	0,01	2 mV	65	90	0,5	0,5	62	100	\pm 11	0,45	
WSH223A	0,04	0,01	300	90	80	0,5	0,5	-	25000	\pm 18	2	elektrometrický OZ TESLA
3430	0,01	-	<500	100	66	0,002	0,001	-	100000	\pm 18	6	varaktorový OZ Burr Brown